

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
ALLAL EL MOUBAREK BOUZID

ÉLABORATION D'UNE MÉTHODE DE CONTRÔLE POUR AMÉLIORER LA
ROBUSTESSE D'UN MICRO RÉSEAU ÉLECTRIQUE

JUILLET 2017

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

ÉLABORATION D'UNE MÉTHODE DE CONTRÔLE POUR AMÉLIORER LA
ROBUSTESSE D'UN MICRO RÉSEAU ÉLECTRIQUE

PAR

ALLAL EL MOUBAREK BOUZID

Pierre SICARD, directeur de recherche

Université du Québec à Trois-Rivières

Mamadou Lamine DOUMBIA, président du jury

Université du Québec à Trois-Rivières

Ahmed CHERITI, codirecteur de recherche

Université du Québec à Trois-Rivières

Danielle NASRALLAH, évaluateur externe

OPAL-RT TECHNOLOGIES

Serge LEFEBVRE, évaluateur externe

Institut de recherche en électricité du Québec
(IREQ)

Thèse soutenue le 04 Juillet 2017

Résumé

Les microréseaux présentent une approche privilégiée pour l'intégration des ressources énergétiques décentralisées (DER). Un microréseau électrique (MG) est généralement constitué de deux groupes de composantes essentielles qui sont les charges et les microsources. La première composante prend en compte tous les éléments qui consomment l'énergie électrique fournie par les microsources. Les microsources peuvent être de deux natures, c'est-à-dire soit des générateurs centralisés (centrale thermique, centrale nucléaire, etc.) ou des générateurs décentralisés (DG) (éolienne, photovoltaïque, petite hydroélectrique, etc.). Compte tenu du contexte économique-environnemental, le développement des MG à base des DER suscite un grand intérêt dans le secteur énergétique. Ce type de réseau permet l'intégration de différents types d'énergies renouvelables, ce qui facilite l'électrification des sites éloignés en plus d'être plus économique que les réseaux centralisés. Cependant, le développement des microréseaux électriques incorporant des sources d'énergies renouvelables à caractère aléatoire, amène aujourd'hui un nouveau type de problèmes sur les performances, la stabilité et le contrôle de la puissance circulant dans le réseau. L'instabilité des microréseaux basés sur les DG à caractère aléatoire est liée au fait que le flux de puissance dans ce type de réseau est bidirectionnel contrairement au microréseau centralisé. En effet, le caractère intermittent des sources d'énergies renouvelables tel que l'éolienne et le photovoltaïque, rend ardue l'opération d'îlotage du microréseau. De plus, les fluctuations des puissances à générer par

les sources d'énergies renouvelables dans les MG nécessitent un contrôle coordonné des DG, ce qui permet un fonctionnement plus stable du MG. Ainsi, la fiabilité et la stabilité deviennent des préoccupations majeures dans un microréseau électrique. Cependant, la présence de convertisseurs de puissance avec des filtres LC ou LCL d'ordre élevé introduit également de nombreux problèmes d'harmoniques et de résonances aux systèmes de distribution d'énergie. Les charges déséquilibrées et non linéaires affectent négativement la qualité d'alimentation et la précision de partage de puissances dans les MG. Le but de satisfaire ces préoccupations est d'assurer une bonne régulation de tension et de fréquence, et de parvenir à un partage de puissance électrique optimal entre les différents générateurs distribués connectés en parallèle dans un MG.

Cette thèse propose le contrôle d'un générateur distribué connecté aux charges via un filtre LCL par le biais d'une nouvelle commande améliorée basée sur la méthode de contrôle robuste H_∞ à 2 degrés de liberté comparée à une autre méthode à 3 degrés de liberté. La méthode de contrôle à 3 degrés de liberté proposée prend en considération la perturbation et le suivi d'un modèle de référence désiré afin de garantir la stabilité et la robustesse du générateur distribué.

Afin d'améliorer le partage de puissance entre les générateurs distribués dans un MG, une nouvelle méthode de contrôle de statisme dans le contrôleur primaire est proposée dans cette thèse. Dans cette méthode, les caractéristiques de statisme sont modifiées par une fonction trigonométrique \arctan et un mécanisme de découplage entre les puissances active et réactive de manière à garantir un partage de puissance précis entre les DG. Cette méthode vise aussi à réaliser une meilleure qualité de puissance des futurs systèmes de distribution électrique.

Remerciements

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mes superviseurs, le Professeur Pierre SICARD et le Professeur Ahmed CHERITI, pour leurs remarquables conseils professionnels et leurs commentaires éclairés rendant ce travail possible. Non seulement ils m'ont fourni des directives techniques, ils m'ont aussi appris à gérer des situations difficiles.

Je tiens à remercier Mr Jean BÉLANGER fondateur d'OPAL-RT TECHNOLOGIES pour m'avoir donné l'occasion de mettre en pratique mes idées au sein de son entreprise. Je voudrais également remercier les membres du groupe de recherche et développement d'OPAL-RT, en particulier Mr Jean-Nicolas PAQUIN responsable de l'équipe Études Modélisation & Essais spécialisés, Mr Amine YAMANE et Dr Danielle S. NASRALLAH pour leur collaboration et leur soutien précieux tout au long de cette recherche, avec des encouragements qui m'ont aidé à développer mes idées de recherche.

Je tiens à remercier le personnel du département de génie électrique de l'Université du Québec à Trois-Rivières, en particulier, le Professeur Mamadou Lamine DOUMBIA.

Cette thèse est soutenue en partie par l'organisme MITACS - OPAL-RT TECHNOLOGIES.

Je tiens à exprimer ma plus grande gratitude à mes parents et mon épouse, à qui cette thèse est dédiée. Sans leur soutien et leurs encouragements, cette expérience doctorale serait plus longue et plus difficile.

Avant-propos

Comme l'indiquent les publications qui suivent cette thèse, l'auteur a collaboré fructueusement avec ses superviseurs, collègues et chercheurs de différentes institutions universitaires et industrielles. Certes, ils ont influencé le travail de recherche effectué dans cette thèse et leur contribution doit être reconnue. Les thèmes abordés dans cette thèse ne proviennent pas uniquement d'études d'ouvrages antérieurs présentés dans la littérature, mais aussi de réunions et de discussions avec les superviseurs, les membres du département recherche & développement d'OPAL-RT Technologies et des collègues.

Table des matières

Résumé.....	iii
Remerciements.....	v
Avant-propos.....	vi
Table des matières.....	vii
Liste des tableaux.....	xiv
Liste des figures	xv
Liste de notations et abréviations.....	xxi
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Méthodes de contrôle de la boucle interne.....	3
1.1.1 Méthodes basées sur le contrôle PR et prédictif.....	4
1.1.2 Méthodes basées sur le contrôle adaptatif et deadbeat	5
1.1.3 Méthodes basées sur le contrôle optimal et DPC	6
1.1.4 Méthodes basées sur le contrôle robuste et répétitif.....	7
1.2 Méthodes de contrôle de la boucle primaire	8
1.2.1 Méthodes basées sur le contrôle de statisme amélioré	11
1.2.2 Méthodes basées sur l'impédance virtuelle améliorée	12

1.2.3	Stratégies de contrôle hiérarchique.....	13
1.3	Objectifs de la thèse	15
1.4	Contributions de la thèse	16
1.4.1	Contrôle robuste.....	16
1.4.2	Contrôle de partage de puissance.....	17
1.5	Structure de la thèse	17
Chapitre 2 - État de l'art des microréseaux		20
2.1	Concept, définition et défis des microréseaux électriques	20
2.2	Avantages et inconvénients du MG.....	27
2.3	Modes d'opération des MG.....	29
2.3.1	Mode connecté au réseau électrique	29
2.3.2	Transition vers le mode autonome.....	30
2.3.3	Mode déconnecté du réseau électrique	30
2.3.4	Mode reconnexion au réseau	31
2.4	Structures de contrôle.....	31
2.4.1	Structure de contrôle centralisée :.....	31
2.4.2	Structure de contrôle décentralisée :.....	32
2.5	Architecture de contrôle des MG	33
2.5.1	Contrôleur microsource (MC) et contrôleur de charge local (LC).....	33

2.5.2	Contrôleur central du microréseau (MGCC)	34
2.5.3	Système de gestion distribué (DMS)	34
2.6	Structure et contrôle hiérarchique d'un DG	35
2.7	Contrôle des onduleurs dans les MG.....	39
2.7.1	Contrôle du convertisseur de puissance formant un réseau	39
2.7.1	Contrôle du convertisseur de puissance alimentant un réseau.....	39
2.7.2	Contrôle d'un convertisseur de puissance soutenant un réseau	40
2.8	Conclusion.....	43
Chapitre 3 - Modélisation, contrôle classique et analyse du DG		44
3.1	Description et modélisation du système de puissance.....	45
3.1.1	Filtre de sortie du convertisseur pour le raccordement au MG.....	45
3.1.2	Modèle mathématique du système.....	47
3.2	Synthèse de la commande des boucles en cascade.....	51
3.2.1	Contrôleur PI classique	52
3.2.2	Structure de contrôle du courant	53
3.2.3	Structure de contrôle de la tension.....	57
3.3	Modélisation mathématique des incertitudes des boucles	
	tension/courant	60
3.3.1	Incertitudes paramétriques pour la boucle de courant	61
3.3.2	Incertitudes paramétriques pour la boucle de tension.....	64

3.4	Analyse temporelle et fréquentielle des deux boucles en cascade	66
3.4.1	Stabilité nominale (NS)	66
3.4.2	Performance nominale (NP)	67
3.4.3	Stabilité robuste (RS).....	74
3.4.4	Performance robuste (RP).....	77
3.5	Résultats de simulations	79
3.5.1	Description de la simulation	79
3.5.2	Test avec différentes charges	80
3.6	Conclusion.....	82
Chapitre 4 - Contrôle robuste multiboucle d'un générateur distribué en mode autonome.....		
4.1	Modèle dynamique du système tension/courant	84
4.1.1	Modèle de la boucle de courant	84
4.1.2	Modèle de la boucle de tension.....	85
4.2	Principe et définition de la commande robuste	85
4.2.1	La norme H_∞	86
4.2.2	Définition du contrôleur H_∞	87
4.2.3	Avantages et inconvénients du contrôleur H_∞	88
4.2.4	Principe de conception de contrôleur H_∞	89

4.3	Conception du contrôleur robuste avec spécifications de sensibilité mixte	94
4.3.1	Conception du contrôleur μ synthèse du courant à 2 DOF avec spécifications de sensibilité mixte	94
4.3.2	Conception du contrôleur à 3DOF	102
4.3.3	Sélection des fonctions de pondération	107
4.4	Résultats de synthèse du contrôleur robuste à 2DOF pour la boucle de courant par la méthode μ synthèse	113
4.5	Résultats de la synthèse du contrôleur robuste à 3DOF pour la boucle de tension/courant par la méthode H^∞	120
4.5.1	Résultats de synthèse du contrôleur robuste H^∞ pour la boucle de courant :	121
4.5.2	Résultats de synthèse du contrôleur robuste H^∞ pour la boucle de tension	123
4.6	Résultats de simulations	125
4.6.1	Réponse en régime transitoire.....	126
4.6.2	Robustesse aux perturbations de charge en mode autonome.....	131
4.7	Conclusion.....	136
Chapitre 5 - Contrôle primaire du MG		138
5.1	Contrôle de statisme conventionnel	139

5.1.1	Cas 1 : impédance inductive $\theta = 90^\circ$	140
5.1.2	Cas 2 : impédance résistive $\theta=0^\circ$	143
5.2	Calcul des coefficients de statisme.....	146
5.3	L'impédance virtuelle.....	148
5.4	Contrôle de statisme arctan avec mécanisme de découplage	149
5.4.1	Mécanisme de découplage	149
5.4.2	Contrôle de statisme basé sur la fonction trigonométrique arctan	151
5.4.3	Mécanisme de limitation des puissances active et réactive	155
5.5	Analyse et résultats de simulation du microréseau	160
5.5.1	Performance du microréseau avec des impédances de ligne inductives.....	163
5.5.2	Performance du microréseau avec des impédances de ligne résistives.....	167
5.5.3	Performance du contrôleur proposé pour différentes charges	172
5.5.4	Capacité du microréseau pour le Plug and Play	177
5.5.1	Mécanisme de restauration de la tension	179
5.6	Conclusion.....	184
Chapitre 6 - Conclusion		186
6.1	Résumé de la recherche	186

6.2 Contributions scientifiques.....	188
6.2.1 Contribution apportées dans des articles	189
6.3 Travaux futurs	191
Bibliographie.....	192
Annexe A – Listes des articles de conférences et de revues scientifiques.....	203

Liste des tableaux

Tableau 3-1	Conditions de stabilité robuste pour différentes incertitudes	75
Tableau 4-1	Paramètres du filtre de pondération Wt	110
Tableau 4-2	Paramètres du filtre de pondération Wu	112
Tableau 4-3	Paramètres du filtre de pondération Wy	113
Tableau 4-4	Résumé des itérations.....	114
Tableau 4-5	Comparaison du THD pour la tension et le courant du DG lors de la variation de la référence avec différentes stratégies de contrôle.....	131
Tableau 4-6	Comparaison du THD de la tension de sortie et du courant avec les différentes conditions de charge	136

Liste des figures

Figure 1-1	La production centralisée Vs. la production décentralisée.....	2
Figure 2-1	Exemple d'une structure de microréseau	22
Figure 2-2	Diagramme schématique de l'interconnexion et de la communication des MG dans un contexte de réseau intelligent.	26
Figure 2-3	Structure de contrôle d'un microréseau.....	33
Figure 2-4	Structure générale d'un générateur distribué.....	36
Figure 2-5	Niveaux de contrôle hiérarchique dans un MG.....	37
Figure 2-6	Schéma de contrôle d'un convertisseur source tension formant un réseau électrique	40
Figure 2-7	Schéma de contrôle d'un convertisseur source tension alimentant un réseau électrique	41
Figure 2-8	Schéma de commande d'un VSI soutenant le réseau fonctionnant comme (a) une source de tension, (b) une source de courant.....	42
Figure 3-1	Différentes topologies des filtres.....	45
Figure 3-2	Topologie d'un onduleur connecté à un filtre LCL.....	47
Figure 3-3	Boucles en cascade dq pour le contrôle de la tension	52
Figure 3-4	Schéma détaillé des deux boucles en cascade : (a) boucle de tension, (b) boucle de courant	54
Figure 3-5	Schéma de contrôle du courant en boucle fermée	56
Figure 3-6	Schéma de contrôle de la tension en boucle fermée.....	59
Figure 3-7	Schéma détaillé du courant avec paramètres incertains : représentation LFT	62
Figure 3-8	Réponses temporelles et fréquentielles de la boucle ouverte incertaine du courant	63

Figure 3-9	Schéma détaillé de la boucle de tension avec des paramètres incertains	65
Figure 3-10	Réponses temporelles et fréquentielles de la boucle ouverte incertaine de la tension	65
Figure 3-11	Boucle de contrôle générale	67
Figure 3-12	Réponse fréquentielle de la bande des 4 : S, sensibilité ; T sensibilité complémentaire ; SGI, sensibilité* système ; et KS, sensibilité du contrôleur * sensibilité pour la boucle de courant	69
Figure 3-13	Réponse indicielle de la boucle de courant	70
Figure 3-14	Réponse temporelle de la bande des 4 pour la boucle de tension	71
Figure 3-15	Réponse fréquentielle de la bande des 4 : S, sensibilité ; T sensibilité complémentaire ; SGI, sensibilité* système ; et KS, sensibilité du contrôleur * sensibilité pour la boucle de tension	72
Figure 3-16	Réponse indicielle de la boucle de tension.....	73
Figure 3-17	Réponse temporelle de la bande des 4 pour la boucle de tension	74
Figure 3-18	Analyse Monte Carlo de la sensibilité pour le système nominal + incertitudes pour la boucle de courant.....	76
Figure 3-19	Modèle de simulation d'un convertisseur de type 'Grid-Forming' alimentant une charge.....	80
Figure 3-20	Résultats de simulation pour une charge résistive à gauche et une charge RL à droite	81
Figure 3-21	Résultats de simulation pour une charge résistive-capacitive à gauche et une charge non linéaire à droite	81
Figure 4-1	Système généralisé basé sur le contrôle H^∞	90
Figure 4-2	Forme standard pour la synthèse de H^∞ structurée.....	93
Figure 4-3	Structure de contrôle générale à 2DOF pré-compensateur K_{pre} , et rétroaction K_{bf}	95
Figure 4-4	Schéma de contrôle 2DOF du système avec spécifications de sensibilité mixte.....	96
Figure 4-5	Système augmenté / régulateur à 2 degrés de liberté avec spécifications de sensibilité mixte	97

Figure 4-6	Structure de contrôle générale à 3DOF pré-compensateur K_{pre} , rétroaction K_{bf} et anticipation K_{ff}	102
Figure 4-7	Schéma de contrôle à 3DOF du système avec spécifications de sensibilité mixte.....	103
Figure 4-8	Système augmenté / régulateur à 3 degrés de liberté avec spécifications de sensibilité mixte	104
Figure 4-9	Représentation de la fonction de pondération de la performance W_t	108
Figure 4-10	Représentation de la fonction de pondération du signal de commande KS	111
Figure 4-11	Représentation de la fonction de pondération W_y	112
Figure 4-12	Représentation LFT de la boucle de courant augmenté avec contrôleur à 2DOF	114
Figure 4-13	Diagramme de Bode du contrôleur de courant à 2DOF	115
Figure 4-14	Fonction de sensibilité du système incertain	116
Figure 4-15	Sensibilité à l'entrée du système en boucle fermée.....	117
Figure 4-16	Analyse de la stabilité robuste du contrôleur proposé.....	118
Figure 4-17	Analyse de la performance robuste du contrôleur proposé	119
Figure 4-18	Diagramme de Bode des filtres de pondération choisis pour la boucle de courant.....	120
Figure 4-19	Diagramme de Bode des filtres de pondération choisis pour la boucle de tension	121
Figure 4-20	Représentation LFT de la boucle de courant augmentée avec contrôleur à 3DOF	122
Figure 4-21	Diagramme de Bode du contrôleur de courant à 3DOF	123
Figure 4-22	Représentation LFT de la boucle de tension augmentée	124
Figure 4-23	Diagramme de Bode du contrôleur de tension à 3DOF	125
Figure 4-24	Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne de la tension avec contrôleur H_∞ – $2DOF_{PR}$	127

Figure 4-25	Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne de la tension avec contrôleur $H^\infty - 3DOF$	128
Figure 4-26	Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne du courant avec contrôleur robuste $H^\infty - 2DOF_PR$	129
Figure 4-27	Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne du courant avec contrôleur robuste $H^\infty - 3DOF$	130
Figure 4-28	Réponse dynamique du DG face à la variation de la charge résistive : à gauche $H^\infty - 3DOF$ et à droite $H^\infty - 2DOF_PR$	132
Figure 4-29	Réponse dynamique du DG face à la variation d'une charge résistive inductive : à gauche $H^\infty - 3DOF$ et à droite $H^\infty - 2DOF_PR$	133
Figure 4-30	Réponse dynamique du DG face à la variation d'une charge capacitive : à gauche $H^\infty - 3DOF$ et à droite $H^\infty - 2DOF_PR$	134
Figure 4-31	Évaluation des performances du DG lors de la connexion d'une charge non linéaire : à gauche $H^\infty - 3DOF$ et à droite $H^\infty - 2DOF_PR$	135
Figure 5-1	Circuit équivalent d'un DG connecté au bus AC	140
Figure 5-2	Flux de puissance entre deux sources de tension à travers : (a) impédance inductive, (b) impédance résistive	141
Figure 5-3	Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (inductive)	143
Figure 5-4	Schéma bloc de commande des puissances P-f / Q-E	143
Figure 5-5	Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (résistive)	145
Figure 5-6	Schéma bloc de commande des puissances P-E/Q-f	146
Figure 5-7	Contrôle de statisme avec boucle d'impédance virtuelle	148
Figure 5-8	Contrôle de statisme avec découplage des puissances P et Q	151
Figure 5-9	Comparaison entre le contrôle de statisme $arctan$ et à gradient fixe	152
Figure 5-10	Effet de la variation du multiplicateur δf	153

Figure 5-11	Effet de la variation du coefficient de concavité μ	154
Figure 5-12	Bloc de limitation de puissance active maximale	157
Figure 5-13	Bloc de limitation de puissance active minimale	158
Figure 5-14	Schéma de contrôle de statisme adaptative P-f / Q-E avec découplage.....	160
Figure 5-15	Types de structure d'un système d'onduleurs parallèles.	161
Figure 5-16	Structure d'un microréseau à bus commun avec des impédances de ligne principalement inductives.....	163
Figure 5-17	Partage de puissance en régime permanent : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite).....	164
Figure 5-18	Réponse en régime transitoire avec des temps de réponses égaux : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite).....	166
Figure 5-19	Réponse en régime transitoire avec des temps de réponses inégaux : DG1 =100ms, DG2 = 200 ms, DG3 = DG4 = 10 ms, contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite).....	167
Figure 5-20	Structure d'un microréseau à bus commun avec des impédances de ligne principalement résistives	168
Figure 5-21	Partage de puissance en régime permanent dans un MG autonome : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite).	169
Figure 5-22	Réponse en régime transitoire avec des temps de réponses égaux : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite).....	170
Figure 5-23	Puissance des DG dans un MG avec des lignes de distribution résistives : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite)	171
Figure 5-24	Structure du microréseau avec impédances de ligne : (a) inductives, (b) résistives	172
Figure 5-25	Résultats de simulation avec une charge linéaire : MG avec ILI (colonne de gauche) et MG avec ILR (colonne de droite)	174

Figure 5-26	Résultats de simulation avec une charge linéaire : MG avec ILI (colonne de gauche) et MG avec ILR (colonne de droite).....	176
Figure 5-27	Capacité du microréseau pour le Plug and Play du DG 4 : a) puissances actives, b) puissances réactives c) formes d'onde des tensions, d) formes d'ondes des courants, et e) fréquence.....	178
Figure 5-28	Restauration de la tension de charge par les 4 DG. a) Tensions de sorties des DG. b) Tension de charge.....	181
Figure 5-29	Résultats de simulation du MG avec restauration de la tension : a) Puissances active et réactive, b) Tension triphasée, c) Courant triphasé, d) Tension et courant rms, et e) fréquence de la charge	183

Liste de notations et abréviations

Acronymes

AC	<i>Alternating Current</i> “Courant alternatif”
BT	Basse Tension
CCM	<i>Current Control Mode</i> “Mode de contrôle du courant”
CHP	<i>Combined Heat and Power</i> “Production combinée de chaleur et d’électricité”
DC	<i>Direct Current</i> “courant continu”
DER	<i>Distributed Energy Resource</i> “Ressources d’énergies distribuées”
DES	<i>Distributed Energy Storage</i> “Stockage d’énergie distribué”
DG	<i>Distributed Generation</i> “Générateur distribué”
DMS	<i>Distribution Management Systems</i> “Système de gestion distribué”
DPC	<i>Direct Power Control</i> “contrôle direct de la puissance”
DOF	<i>Degree Of Freedom</i> “Degré de Liberté”
EMS	<i>Energy Management System</i> “Système de gestion d’énergie”
EPS	<i>Electric Power System</i> “Système de puissance électrique”
FLC	<i>Fuzzy Logic Controller</i> “Contrôleur de logique Flou”
GF	<i>Grid Forming</i> “Formation de réseau”
GFe	<i>Grid-Feeding</i> “Alimentation du réseau”
GS	<i>Grid-Supporting</i> “Soutien du réseau”
KCL	Loi de Kirchhoff du courant
KVL	Loi de Kirchhoff des tensions
LC	Contrôleur de charge local
LQR	Régulateur Linéaire Quadratique
MC	Contrôleur Microsource
MG	<i>MicroGrid</i> “Microréseau”

MGCC	<i>Micro-Grid Central Control</i> “Contrôleur central microréseau”
MIMO	<i>Multiple-Input-Multiple-Output</i> “Entrées Multiples-Sorties-Multiples”
MISO	<i>Multiple-Input- Single-Output</i> “Entrées Multiples et une Seule Sortie”
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> “Suivi de la puissance maximale”
MT	Moyenne Tension
NS	<i>Nominal Stability</i> “Stabilité nominale”
NP	<i>Nominal Performance</i> “Performance nominale”
PCC	Point de Couplage Commun
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> “Boucle de verrouillage de phase”
PI	Correcteur Proportionnel Intégral
PnP	<i>Plug-and-Play</i> “Prêt-à-l'emploi”
PR	Proportionnel Résonant
PV	“Photovoltaïque”
RC	<i>Repetitive control</i> “contrôleur répétitif”
RS	<i>Robust Stability</i> “Stabilité robuste”
RP	<i>Robust Performance</i> “Performance robuste”
SG	<i>Smart Grid</i> “ Réseau intelligent ”
SISO	<i>Single-Input-Single-Output</i> “une seule entrée et une seule sortie”
SER	Sources d'Énergies Renouvelables
SEE	Stockage l'Énergie Électrique
SMC	<i>Sliding Mode Control</i> , “ Contrôleur par mode glissant”
SoC	<i>State of Charge</i> “État de Charge”
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> , “Taux de Distorsion Harmonique”
UPC	<i>Unit Power Control</i> “Unité de contrôle de puissance”
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> “Systèmes d'alimentation sans interruption”
VCM	<i>Voltage Control Mode</i> “Mode de contrôle de tension”
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> “ Onduleur source de tension”

Signaux

r	Signal de référence.
d	Perturbation.
e	Erreur de suivi
n	Bruit de mesure.
y	Signal de sortie.
u	Signal de contrôle.
w	Entrées exogènes (Commandes, perturbations et bruit).
z	Sorties ; les signaux d'erreur à minimiser.

Symboles

$\ \cdot\ _{\infty}$	Norme ∞ d'un signal ou d'une matrice.
σ_i	Valeur singulière d'une matrice.
$\bar{\sigma}_i(\cdot)$	Plus grande valeur singulière.
$\underline{\sigma}_i(\cdot)$	Plus petite valeur singulière.
s	Opérateur de Laplace.
A, B, C, D	Matrices de la représentation d'état d'un système continu
$G(s)$	Matrice de transfert du système nominal en boucle ouverte
$P(s)$	Matrice de transfert du procédé généralisé
$K(s)$	Matrice de transfert du correcteur
$\Delta(s)$	Matrice modélisant les incertitudes.
$W_i(s)$	Fonction de pondération.
$F_l(P, K)$	Transformation linéaire fractionnaire basse.
$F_u(P, \Delta)$	Transformation linéaire fractionnaire haute.
S, T	Fonction de sensibilité, fonction de sensibilité complémentaire.

Chapitre 1 - Introduction

Aujourd'hui, il y a une utilisation croissante des sources d'énergie renouvelable à petite échelle dans les réseaux électriques modernes, à cause de la demande croissante d'énergie électrique. Le photovoltaïque, l'éolien et l'hydroélectrique sont les trois sources d'énergies renouvelables (SER) principalement utilisées ; elles sont propres pour l'environnement et inépuisables. Ces SER ont connu un développement technologique rapide, les rendant à des prix abordables [1]. Cet avantage favorise la sécurité énergétique des pays, ainsi que la réduction des importations de combustibles fossiles et une facilité à soutenir le réseau électrique dans les sites éloignés et les zones rurales [2]. Un autre avantage de l'utilisation des énergies renouvelables est le passage du modèle centralisé (production traditionnelle) au modèle décentralisé comme le montre la Figure 1-1. Le modèle centralisé a toujours été basé sur les combustibles fossiles (charbon, pétrole et gaz) ou du nucléaire. Ce modèle est caractérisé par deux principaux facteurs qui sont [3]:

- L'écoulement d'énergie : elle coule toujours à partir des centrales vers les consommateurs d'électricité à travers le système de transport et de distribution.
- Le flux d'information : le gestionnaire du réseau reçoit les données de consommation disponibles, et envoie des commandes aux points de génération, afin d'équilibrer la production électrique.

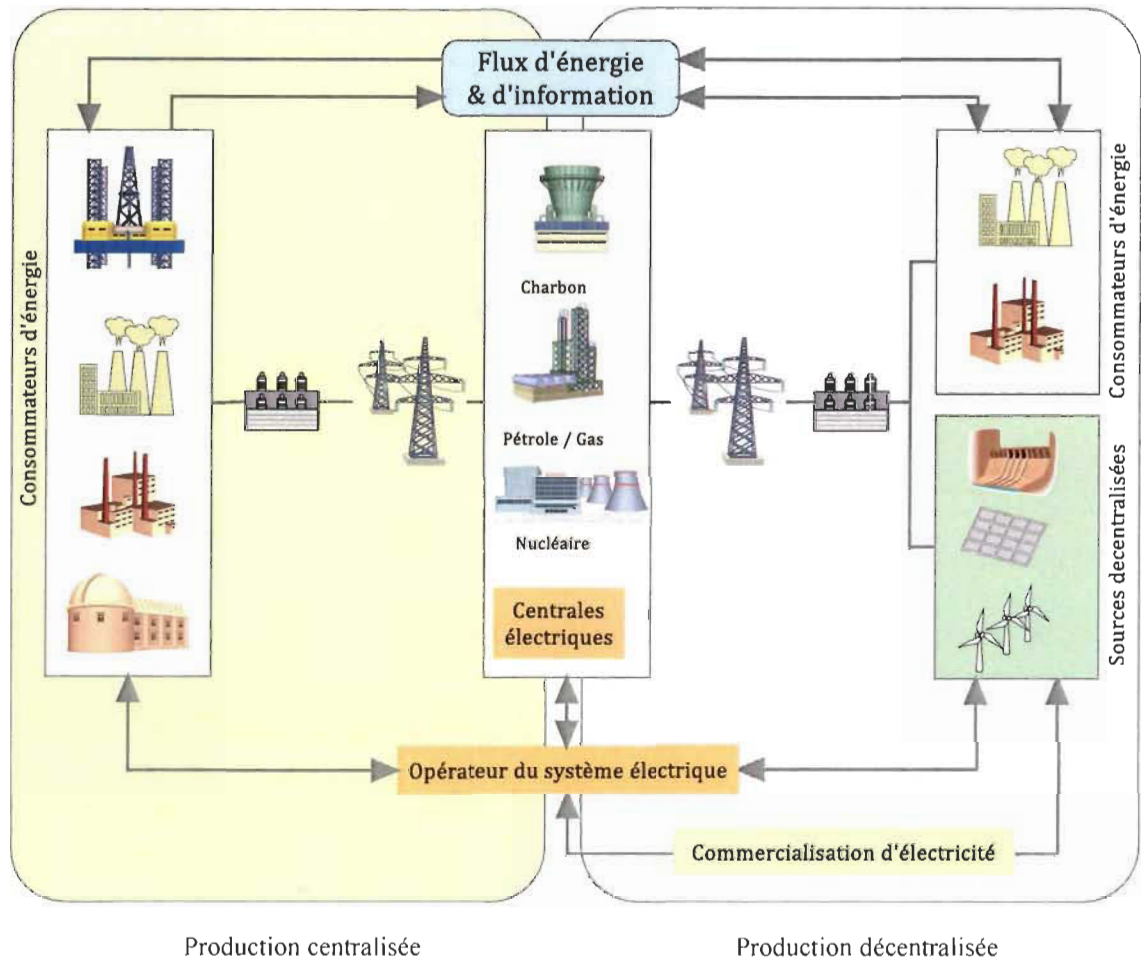


Figure 1-1 La production centralisée Vs. la production décentralisée.

La pénétration accrue des unités de génération décentralisée (distribuée) (en anglais Distributed Generation 'DG') joue ces dernières années un rôle important dans l'intégration et l'amélioration de l'utilisation locale des différents types de sources d'énergie renouvelable, qui devient un fort soutien pour le réseau d'électricité à grande échelle. L'un des avantages fondamentaux du DG demeure dans la réduction significative des coûts de transport. Cependant, la forte pénétration des unités DG peut également apporter des défis au réseau électrique de distribution tels que les flux de puissance, les chutes de tension et les fluctuations de tension [4]. Pour résoudre ces problèmes et surmonter ces défis, les

unités DG sont regroupées ensemble pour donner naissance au concept de microréseau (en anglais MicroGrid MG) qui a été proposé il y a plusieurs années.

Le microréseau attire de plus en plus d'attention, car il est devenu un concept important qui favorise un contrôle coordonné, dans lequel l'intégration des systèmes de génération décentralisés et les systèmes de stockage d'énergie peuvent coopérer pour améliorer la qualité de l'alimentation du système et à résoudre localement les problèmes d'énergie et donc d'accroître la flexibilité. L'intérêt du MG se développe et prend une importance et cela en accordant une attention particulière à la circulation bidirectionnelle de l'énergie et de l'information permettant le contrôle de la puissance du système d'alimentation ainsi que l'intégration à grande échelle des différentes sources d'énergie renouvelable. Ces sources d'énergie ne sont pas disponibles à toute heure de la journée pour fournir l'énergie, c'est aléatoire dans la nature avec une intensité de puissance variable, donc elles ne conviennent pas pour une utilisation directe par les charges [5]. Par conséquent des moyens sont nécessaires pour stocker l'énergie électrique (SEE) disponible à partir des SER avec et sans charge, également pour le traitement de la puissance électrique à une forme plus appropriée pour le réseau électrique ou les charges. L'un des principaux défis dans un MG est la question de la qualité d'énergie qui peut affecter la fiabilité et la stabilité du MG.

1.1 Méthodes de contrôle de la boucle interne

Selon l'application du générateur distribué, différents contrôleurs peuvent être utilisés pour le contrôle de l'interface d'électronique de puissance VSI connectée à un filtre de sortie (L, LC ou LCL). Les filtres LCL sont fréquemment utilisés dans les VSI en raison de leurs avantages en termes de taille et de poids, des filtres et de l'atténuation efficace des harmoniques de commutation [6]. Cependant, les filtres LCL sont compliqués par rapport

aux filtres L à cause du nombre d'équations élevé et les termes de découplage qui ne sont pas visibles ce qui augmente la complexité de la dynamique du système DG. De plus, en raison du pic de résonance élevé des filtres LCL, leur incorporation dans les VSI nécessite la modification du contrôleur conventionnel.

Le contrôle d'un DG est principalement conçu en conformité avec les conditions du réseau électrique au PCC. Le but du contrôle de la boucle interne est de garantir une bonne performance, d'assurer la stabilité du système, d'éliminer l'erreur en régime permanent et d'améliorer le rejet de perturbations en rejetant les harmoniques de la tension du réseau. Selon l'application dans le MG et en fonction de la disponibilité des capteurs et/ou des signaux et du point de vue économique et pratique, les approches de contrôle des générateurs distribués peuvent être classées en deux catégories : (i) les boucles de contrôle multiples (multiboucle) qui regroupent deux ou trois boucles de contrôle et (ii) et les boucles de contrôle à contrôleur unique.

Ainsi, différentes techniques de contrôle ont été appliquées pour les générateurs distribués ces dernières années par les chercheurs, ces techniques varient de la plus simple à des approches analytiques très complexes et celles dites intelligentes ; et chacune des techniques de contrôle présente des avantages et des inconvénients ; il est très fréquent de les combiner pour tirer les avantages de chacun.

1.1.1 Méthodes basées sur le contrôle PR et prédictif

Yaoqin *et al* [7] ont proposé un régulateur proportionnel résonant (PR) dans le repère biphasé alpha bêta afin de suivre la référence du courant alternatif, de même pour éviter le couplage fort formé par la transformation biphasée. Seong *et al* [8] ont proposé la méthode

d'amortissement actif prédictive pour réduire au minimum le comportement de résonance pendant la connexion au réseau. Yang *et al.* [9] ont proposé une stratégie de commande prédictive pour la boucle interne du courant et une stratégie de contrôle floue pour la boucle externe de la tension afin d'éliminer l'erreur de phase en régime permanent entre le courant de sortie et de référence, et de compenser les erreurs causées par les retards d'échantillonnage et les calculs de discrétisation, avec une fréquence de commutation fixe. Yohan *et al.* [10] ont utilisé la stratégie de commande prédictive du courant basée sur la stratégie de commande de puissance directe prédictive. Mais l'inconvénient de cette commande est l'approche mathématique, qui est sensible aux variations des paramètres. L'estimation des paramètres est réalisée par la méthode des moindres carrés, elle améliore la précision du système de contrôle [11].

1.1.2 Méthodes basées sur le contrôle adaptatif et deadbeat

Espi *et al.* [12] ont présenté une commande adaptative robuste prédictive de courant (RPCC) pour les onduleurs triphasés connectés au réseau. La correction d'erreur est réalisée au moyen d'une stratégie d'adaptation qui fonctionne en parallèle avec l'algorithme deadbeat, donc en préservant la caractéristique de réponse rapide de la loi de prédiction. Jiabing and Zhu. [13] ont présenté une stratégie de contrôle deadbeat prédictive contrôle direct de la puissance (DPC) avec l'amélioration des séquences du vecteur de tension pour un réseau connecté à un VSI. A. Timbus [14] et El-Saadany. [15] ont utilisé le contrôle deadbeat pour réduire au minimum l'erreur de prévision (prédire l'effet d'action de la commande) de sorte que le courant de référence peut être suivi correctement sans aucune erreur. Mattavelli *et al* [16] ont traité la robustesse de ce contrôleur dans lequel l'estimation de la tension de ligne améliore la robustesse du contrôleur pour des paramètres inadéquats.

Malesani *et al* [17] ont proposé différentes méthodes et algorithmes de contrôle d'hystérésis pour obtenir une fréquence de commutation fixe. En fonction de la méthode utilisée, la complexité de l'unité de commande peut être augmentée considérablement. Xunjiang et Qin [18] ont présenté un algorithme de contrôle de la bande d'hystérésis adaptative mettant en vedette la modulation dynamique de la largeur de bande d'hystérésis.

1.1.3 Méthodes basées sur le contrôle optimal et DPC

Alepuz *et al.* [19] ont présenté une approche simple et facile à mettre en œuvre pour le contrôle d'un onduleur de trois niveaux avec point neutre (NPC) basé sur le régulateur linéaire quadratique (LQR) et des techniques de contrôle de Gain-Scheduling, ces techniques de contrôle fonctionnent simultanément dans le régulateur, ce qui permet le contrôle de toutes les variables d'état, y compris les variables d'état liées aux tensions du bus continu [20]. Xiang *et al.* [21] ont proposé un contrôleur mode glissant (SM) avec fréquence de commutation fixe intégrale résonant (IRSMC). Le phénomène du chattering du contrôleur SMC est éliminé par l'adoption de la loi de GAO [22]. Shang et Sun [23] ont présenté une amélioration de la commande directe de puissance (DPC) basée sur le contrôleur SM lorsque la tension du réseau est déséquilibrée afin de réaliser des objectifs de contrôle sélectif, c'est-à-dire l'obtention d'un courant équilibré et sinusoïdal, en supprimant les ondulations de la puissance réactive et l'annulation des ondulations de la puissance active. Jiabing et Bin [24] ont proposé une stratégie de contrôle DPC qui emploie une commande non linéaire de mode glissant pour calculer directement la tension du convertisseur nécessaire afin d'éliminer les erreurs de puissances active et réactive sans impliquer toute la transformation de coordonnées synchrones.

1.1.4 Méthodes basées sur le contrôle robuste et répétitif

Hornik et Zhong [25] ont proposé une conception du régulateur de courant sur la base H_∞ et la technique de contrôle répétitif pour les onduleurs connectés au réseau pour réduire le THD du courant. Le régulateur de courant H_∞ permet de maintenir un équilibre au point neutre de l'onduleur et permet d'éliminer le courant circulant à travers les condensateurs dans la partie continue [26]. Liu *et al.* [27] ont proposé une stratégie de contrôle pour amortir les harmoniques, le courant de sortie de l'onduleur est contrôlé par un régulateur PI et le courant du réseau est contrôlé par le contrôleur répétitif (RC). Chen *et al.* [28] ont proposé un système de contrôle amélioré basé sur le contrôle répétitif, pour les onduleurs triphasés connectés au réseau. Le système proposé adopte $T_0/6$ comme le temps de retard dans des trames synchrones de référence à rotation positive et rotation négative pour supprimer les $6n \pm 1$ harmoniques. Asbafkan *et al* [29] ont présenté une adaptation de la fréquence avec un contrôleur répétitif (RC), qui est basé sur le principe du modèle interne (IMP). Hornik et Zhong [30, 31] ont proposé un régulateur de tension qui est mis en œuvre pour les onduleurs connectés au réseau sur la base de H_∞ et les techniques de contrôle répétitif basé sur le principe du modèle interne, ce qui conduit à un très faible THD avec l'amélioration des performances de suivi de consigne. Loh *et al* [32] ont proposé un nouveau contrôleur répétitif qui peut réaliser le rejet de plusieurs harmoniques avec une structure simple. Le nouveau contrôleur n'a été vérifié qu'avec un filtre L dans un onduleur. Guofei *et al* [33] ont utilisé la méthode du double contrôle en boucle fermée avec une commande feed forward pour limiter le pic de résonance du filtre LCL et apporter un gain élevé et une réponse rapide ; le contrôle répétitif peut fournir au système la capacité à atténuer les harmoniques dans le réseau et une bonne robustesse. Dong *et al* [34] ont

proposé un système de contrôle répétitif amélioré conçu spécialement avec un filtre de réponse impulsionnelle fini (FIR). Le filtre FIR en cascade avec une fonction traditionnelle de retard peut approximer la fonction de commande répétitive idéale de n'importe quel rapport. Chao et Dagui [35] ont proposé un contrôleur de logique floue (FLC) et un double contrôleur en mode PI-FLC pour réduire les dépassements et améliorer la performance d'erreur de poursuite.

1.2 Méthodes de contrôle de la boucle primaire

La pénétration croissante des générateurs distribués dans les réseaux électriques ces dernières années, pose de nouveaux défis sur les performances ainsi que sur la stabilité, le contrôle et le fonctionnement économiques des MG, qui deviennent des préoccupations majeures. La garantie de satisfaire ces préoccupations est d'assurer une bonne régulation de tension et de parvenir à un partage simultané des puissances active et réactive optimal entre les différents DG connectés en parallèle dans un MG. Pour répondre à ces exigences, des méthodes de contrôle peuvent être utilisées pour atteindre le partage de puissance simultané et répondre au problème de la stabilité. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour le contrôle du partage de puissance. Ces stratégies utilisent une approche mathématique et chacune de ces stratégies se base sur une ou plusieurs combinaisons de : puissance active (P)/réactive (Q), tension (V), fréquence (f), angle de déphasage (δ), état de charge (SoC : State of Charge). D'où résulte l'utilisation de la technique appelée contrôle de statisme (droop) permettant d'assurer un excellent partage de puissance entre plusieurs DG connectés en parallèle dans un MG complexe, et aussi pour permettre la connexion/déconnexion du système d'alimentation. Cependant le contrôle de statisme classique est basé sur les réseaux électriques fortement inductifs avec un rapport

d'impédance de réseau X/R élevé. Dans les MG basse tension, les lignes d'impédance sont principalement résistives avec un rapport d'impédance de ligne X/R petit. Dans la littérature, il existe de nombreux travaux de recherche, qui ont été menés pour réaliser une haute performance de la stratégie de contrôle des microréseaux. Cette section cite quelques travaux utilisés pour le partage de la puissance active et le partage de puissance réactive pour assurer un état optimal du MG.

M. C. Chandorkar, D. M. Divan et R. Adapa (1993) [36] ont utilisé un contrôleur de statisme conventionnel pour le contrôle et le partage de la puissance active en présence d'une variation de la charge. U. Borup, F. Blaabjerg, et P. Enjeti (2001) [37] ont présenté une méthode de partage de puissance pour éliminer les courants harmoniques circulant entre les DG en présence de charge non linéaire. Cependant, la performance dynamique du système n'est pas améliorée. J. Guerrero, L. de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, et J. Miret (2004) [38] ont proposé un contrôleur de statisme amélioré capable de modifier la réponse dynamique du système connecté en parallèle en ajustant correctement les paramètres de gain du système de commande. Selon J. M. Guerrero, L. G. D. Vicuna, J. Matas, M. Castilla, et J. Miret (2005) [39] dans les situations extrêmes, le partage médiocre de la puissance réactive peut entraîner de graves circulations de puissance réactive entre les unités DG et peut provoquer l'instabilité du système. Y. A. R. I. Mohamed et E. F. E. Saadany (2008) [40] ont présenté un système de contrôle adaptatif décentralisé basé sur le contrôle statisme dans le but d'ajuster la performance dynamique du partage de puissance sans affecter le gain de statisme. S. J. Ahn, J. W. Park, I. Y. Chung, S. I. Moon, S. H. Kang et S. R. Nam (2010) [41] ont étudié une stratégie de régulation de puissance active basée sur deux algorithmes : 1) unité de contrôle de puissance de sortie (UPC) et 2) commande de

débit d'alimentation (FFC) afin de partager la puissance active dans des conditions de charge complexes. Y. A. R. I. Mohamed, H. H. Zeineldin, M. M. A. Salama et R. Seethapathy (2012) [42] ont présenté un contrôle de statisme optimisé pour améliorer la stabilité dynamique du partage de la puissance active. Y. A. R. I. Mohamed et A. A. Radwan (2011) [43] ont atteint une performance élevée de rejet de perturbation contre les perturbations de la tension lors du partage de la puissance active. A. Kahrobaeian et Y. A. R. I. Mohamed (2015) [44] ont apporté des améliorations de certaines méthodes de contrôle de statisme pour le partage de la puissance active sous condition d'impédance d'alimentation résistive /inductive. A. Ghazanfari, M. Hamzeh, H. Mokhtari et H. Karimi (2012) [45] ont présenté une stratégie hiérarchique pour la gestion de la puissance active. Bien que le partage de la puissance active est atteint et la réponse dynamique du microréseau est assurée, l'impédance d'alimentation complexe et les coûts de production du microréseau ne sont pas considérés. Ainsi le problème économique est introduit dans le contrôle hiérarchique, le critère de la puissance active doit être basé sur le coût de production du microréseau au lieu d'une relation proportionnelle simple ou équivalente basée sur les évaluations des générateurs [4]. G. Chen et E. Feng 2016 [46] ont proposé un système non linéaire basé sur les coûts. I. U. Nutkani, P. C. Loh, P. Wang et F. Blaabjerg 2016 [47] ont présenté deux schémas linéaires basés sur les coûts, dont l'objectif commun est de réduire de façon autonome le coût total de la production (en anglais THC) du MG, tout en préservant la simplicité du statisme traditionnel. Selon H. Hua, Y. Liu, Y. Sun, M. Su et J. M. Guerrero 2015 [48], lorsque toutes les unités DG fonctionnent à la même fréquence dans les conditions d'équilibre, la puissance active peut être bien régulée avec l'amélioration des systèmes de contrôle de statisme, mais le partage de la puissance réactive

reste encore médiocre et les harmoniques apparaissent dans les unités DG lorsque les impédances d'alimentation sont inégales.

Pour assurer le partage de la puissance réactive, différentes méthodes de contrôle de statisme ont été proposées, ces méthodes comprennent trois catégories principales :

1.2.1 Méthodes basées sur le contrôle de statisme amélioré

J. W. He, et Y. W. Li (2012) [49] ont présenté une stratégie de contrôle pour partager la puissance réactive avec précision, où la perturbation de la puissance active est adoptée pour identifier l'erreur de partage de puissance réactive et elle est éliminée en utilisant un terme intégral lent. Cependant, la méthode d'injection de signal détériore la qualité de la puissance et affecte la stabilité du système. P. Li, X. B. Wang, W. J. Lee, et D. Xu 2015 [49] ont développé un contrôle adaptatif inverse avec un algorithme de contrôle de statisme amélioré afin d'ajuster les coefficients de pondération des filtres numériques en temps réel et réguler la puissance réactive. Toutefois, le partage de la puissance réactive d'un MG autonome peut être médiocre dans des conditions de charges déséquilibrées et non linéaires. Ainsi il est difficile de partager la puissance réactive avec précision lorsque les impédances d'alimentation sont inégales, et les conditions de charges non linéaires et déséquilibrées. H. Mahmood, D. Michaelson et J. Jiang 2015 [50] ont présenté une commande de statisme adaptative pour partager la puissance réactive. L'effet d'impédances d'alimentation incompatibles est compensé par les coefficients de statisme adaptatifs. La méthode est immunisée contre le retard de communication, mais les charges non linéaires et asymétriques ne sont pas considérées dans cette étude.

1.2.2 Méthodes basées sur l'impédance virtuelle améliorée

En complément du contrôle de statisme amélioré, les méthodes de contrôle basées sur l'impédance virtuelle ou de l'impédance virtuelle améliorée ont été proposées par plusieurs chercheurs K. D. Brabandere et al. [51], M. Q. Mao et al. [52], P. Sreekumar, et V. Khadkikar [53] H. Han et al [54], M. Savaghebi et al [55] pour le partage des puissances actives et réactives. Bien que l'impédance virtuelle inductive puisse améliorer la capacité de partage de la puissance réactive sous la condition d'impédances d'alimentation inégales, la puissance réactive ne peut être partagée avec précision lorsque les charges sont non linéaires et déséquilibrées dans un MG autonome. H. Mahmood, D. Michaelson et J. Jiang (2015) [56] ont proposé un système de gestion de l'énergie (EMS) pour répartir la puissance réactive aux unités DG en fonction de leurs propres capacités, la demande totale des charges et les coefficients d'adaptation, mais les coefficients d'adaptation sont difficiles à obtenir. J. W. He, Y. W. Li, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg et J. C. Vasquez (2013) [57] ont proposé une stratégie de contrôle d'impédance virtuelle renforcée pour partager la puissance réactive dans un MG autonome avec l'impédance d'alimentation inégale, où l'impédance virtuelle est utilisée à des fréquences fondamentales et harmoniques. Cependant, un partage de la puissance réactive médiocre peut se produire dans un convertisseur triphasé avec des charges non linéaires. Z. Yixin, L. Baoquan, W. Feng, Z. Fang et Z. Yangjie (2015) [58] ont adopté une stratégie de contrôle basée sur la résistance virtuelle pour partager la puissance réactive sous des impédances de ligne inégales, des charges non linéaires et déséquilibrées. Toutefois, si le dispositif d'alimentation ou la charge est déconnectée, le MG serait instable, ce qui limite ses applications pratiques.

1.2.3 Stratégies de contrôle hiérarchique.

Comme il est difficile de réaliser le partage de la puissance réactive par des méthodes d'impédance virtuelle améliorée dans les MG complexes, la stratégie de contrôle hiérarchique a été proposée afin de garantir la performance. Ces stratégies sont utilisées comme suppléments des commandes de statisme classiques et des procédés d'impédance virtuelle. Ainsi, la fréquence et l'amplitude de tension du microréseau peuvent être rétablies à leurs valeurs nominales, tout en partageant les puissances actives et réactives. M. Hamzeh, H. Mokhtari et H. Karimi, (2013) [59] ont proposé une stratégie d'auto-ajustement basé sur le contrôle hiérarchique. Cette stratégie utilise un contrôle de statisme adaptatif pour partager la puissance réactive et un contrôleur secondaire pour restaurer l'amplitude de tension et de la fréquence à la valeur nominale. Y. X. Zhu, F. Zhuo, et H. T. Shi (2013) [60] ont présenté une méthode de contrôle qui combine le contrôleur central microréseau (MGCC) et le contrôle de statisme pour partager la puissance réactive. MGCC est utilisé pour calculer la puissance réactive moyenne et réguler les références de puissance réactive des unités DG correspondantes. Cependant, la puissance réactive peut être sérieusement affectée par le retard de communication. D. Wu, F. Tang, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez (2014) [61] ont proposé la stratégie distribuée qui intègre le mode de contrôle du courant (CCM) et le mode de contrôle de tension (VCM) pour partager les puissances active et réactive. M. Falahi, K. B. Purry et M. Ehsani (2013) [62] ont ajouté le contrôle de statisme et de statisme inverse aux contrôleurs CCM et VCM pour réguler la puissance réactive. M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez et J. M. Guerrero (2013) [63] ont utilisé la séquence positive de puissance pour générer la tension de référence et la séquence négative de puissance réactive pour la compensation du déséquilibre de tension. H. Jinwei, L. Yun Wei

et F. Blaabjerg (2013) [64] ont proposé une méthode de partage de puissance améliorée pour partager la puissance réactive du MG autonome, où le contrôle de statisme de la fréquence est utilisé pour compenser le réactif, le déséquilibre. J. W. S. Porco, Q. Shafiee, F. Dorfler, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero et F. Bullo (2015) [65] ont proposé un algorithme optimisé basé sur la théorie des graphes pour réaliser le partage de la puissance réactive dans la condition où l'impédance des lignes d'alimentation sont inégales. A. Milczarek, M. Malinowski et J. M. Guerrero (2015) [66] ont présenté un algorithme de programmation pour assurer la sécurité de l'équipement et parvenir à un partage simultané et précis de la puissance réactive. V. Kekatos, G. Wang, A. J. Conejo et G. B. Giannakis 2015 [67] ont présenté une stratégie stochastique de gestion de la puissance réactive. Cette stratégie est complètement distribuée. Selon Q. Li, F. X. Chen, M. Chen, J. M. Guerrero et D. Abbott 2015 [68] une source d'énergie renouvelable incontrôlable est sensible à l'environnement extérieur, une méthode basée sur l'agent est présentée pour stabiliser les puissances active et réactive.

L'étude de la littérature révèle que même si un grand nombre de recherches existe, les approches existantes de contrôle de statisme ne garantissent pas en général le partage de puissance réactive souhaité. Ce problème est difficile et reste un problème ouvert car, contrairement à la fréquence, la tension n'est pas fixée le long du MG. Une autre question importante qui n'a pas encore été entièrement étudiée dans la littérature technique est une analyse rigoureuse de la stabilité transitoire des MG interfacés par des convertisseurs, dû aux changements de la charge, aux charges non linéaires, aux défauts, à la transition du mode connecté au réseau, et vice versa [69].

Bien que des recherches approfondies aient été menées sur le développement des contrôleurs pour des MG, il reste plusieurs défis à relever, parmi eux : (1) la robustesse aux incertitudes paramétriques du filtre connecté à la sortie de l'onduleur et les lignes de connexion avec le MG, (2) le besoin de stratégies de conception de contrôle avancé avec une structure décentralisée, (3) la fonctionnalité plug-and-play (PnP) du générateur distribué, et (4) les contrôleurs de tension à faible complexité.

1.3 Objectifs de la thèse

Motivé par les problématiques et les limitations rencontrées par les DG et les MG mentionnées ci-haut, cette recherche fournit une étude complète de ces limitations menant à :

- L'amélioration et au développement des contrôleurs du DG et du MG.
- La résolution de certains problèmes au niveau du générateur distribué interfacé par un onduleur source de tension afin d'améliorer la stabilité, la robustesse et la performance du DG.

Étant donné le problème et la question formulée dans les sections précédentes, l'objectif principal de notre travail de recherche consiste à élaborer et résoudre certains problèmes liés à la modélisation et au contrôle d'un onduleur de source de tension, en particulier la robustesse et la stabilité afin d'assurer un partage de puissance optimal entre les charges électriques avec différentes sources séparées. Un autre objectif principal dans ce travail, est de faire fonctionner les unités DG dans un microréseau avec une amplitude et une fréquence fixes et d'assurer une gestion d'énergie utilisant un contrôle de supervision

dans le réseau entre les générateurs distribués de sorte qu'ils puissent maintenir un partage de puissance optimal et la stabilité du système.

L'objectif opérationnel de notre travail consiste à mettre en œuvre :

- Le développement d'un modèle mathématique précis pour la conception du contrôleur de la boucle interne pour les boucles de tension et de courant en cascade.
- Une méthode de contrôle robuste pour la boucle de niveau 0 qui permet de garantir le suivi de consigne, le rejet de perturbation et du bruit, et garantir des marges de robustesse du système.
- Une méthode de contrôle pour la boucle primaire qui permet d'assurer un partage de puissance avec précision dans différentes conditions de fonctionnement du système et qui assure les fonctionnalités clés suivantes : fonctionnement à fréquence fixe, réponse dynamique rapide, compatible avec la nature résistive de l'impédance réseau, structure de contrôle simple.
- Développement d'un contrôle secondaire basé sur la stratégie proposée pour restaurer l'amplitude de la tension au PCC.

1.4 Contributions de la thèse

Dans cette recherche, la contribution à la connaissance est basée sur les stratégies de contrôle appliquées au microréseau afin d'améliorer la robustesse des DG et d'assurer un partage de puissance entre les DG dans le microréseau.

1.4.1 Contrôle robuste

Une stratégie de commande robuste basée sur le contrôleur H_∞ en boucles imbriquées est proposée pour le contrôle d'un système formant un réseau basé sur un convertisseur

source de tension et contenant un filtre de sortie LCL et des charges. La méthode de contrôle est utilisée dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$ qui ne nécessite pas un mécanisme de découplage entre les deux composantes. Elle permet de mieux gérer les incertitudes et la résonance du filtre LCL et d'atteindre d'autres objectifs de contrôle, tels que le suivi de référence du courant et de la tension, en définissant les régions de fréquence où chaque objectif est désiré.

Le contrôleur H^∞ offre les avantages d'un taux de distorsion harmonique (THD) faible, de la robustesse face aux perturbations du système et une réponse rapide aux variations de consigne.

1.4.2 Contrôle de partage de puissance

Le bon fonctionnement des convertisseurs en parallèle nécessite un mécanisme précis de partage de puissance. Ce travail propose un contrôleur de statisme basé sur une fonction trigonométrique avec un mécanisme de découplage entre les puissances P & Q. L'analyse montre que la méthode proposée permet d'obtenir un bon partage de puissance en présence des lignes résistives et inductives.

1.5 Structure de la thèse

Sur la base des travaux précédents concernant le contrôle des générateurs distribués et des microréseaux, cette thèse est structurée comme suit.

Le chapitre 2 présente les différentes définitions des microréseaux avec une étude détaillée sur le mode d'opération et les différentes structures et niveaux de contrôle des microréseaux, suivi par un aperçu sur les systèmes de gestion d'énergie dans les

microréseaux, et pour finir une présentation détaillée sur le contrôle des onduleurs et leurs utilisations dans les générateurs distribués.

Le chapitre 3 présente une modélisation détaillée des deux boucles de contrôle (courant et tension) du générateur distribué avec le contrôle dans le référentiel de Park en utilisant un découplage et une rétroaction de la tension et du courant pour le contrôle du filtre de sortie LCL du générateur distribué. Dans ce chapitre un régulateur de courant proportionnel intégrateur (PI) est proposé pour l'onduleur en mode autonome. Ensuite, une analyse dans le domaine fréquentiel des problèmes de robustesse et de stabilité est présentée pour l'onduleur source de tension raccordé à différentes charges avec un filtre LCL.

Dans le chapitre 4, deux contrôleurs robustes sont présentés pour le contrôle du générateur distribué. La première topologie de contrôle proposée est constituée d'un contrôleur robuste à deux degrés de liberté pour la boucle de courant en utilisant la méthode μ synthèse avec un contrôleur proportionnel multi résonant pour la boucle de tension. La deuxième topologie de contrôle proposée est constituée d'un contrôleur à trois degrés de liberté basé sur la méthode de synthèse H_∞ et en utilisant les propriétés de la sensibilité mixte. Le contrôleur proposé permet de garantir une robustesse et une stabilité du système avec un suivi de référence désirée. Une l'analyse du modèle dans les domaines fréquentiel et temporel est présentée pour les contrôleurs étudiés avec une comparaison avec le contrôleur classique étudié dans le chapitre 3.

Le chapitre 5, décrit quelques techniques de statisme utilisées pour le contrôle des générateurs distribués connectés en parallèle dans un microréseau et propose une nouvelle méthode de contrôle de statisme pour faire face aux faiblesses du contrôle de statisme

conventionnel. La nouvelle conception du contrôleur qui tire des idées de diverses techniques existantes est évaluée par simulation dans un large éventail de conditions.

Le chapitre 6 résume les travaux effectués dans cette thèse, avec quelques conclusions générales et discute les travaux futurs possibles dans le domaine du contrôle des MG.

Chapitre 2 - État de l'art des microréseaux

Ce chapitre examine les définitions et le développement des microréseaux, avec une description détaillée des avantages et inconvénients des MG. Les méthodes de contrôle pour les microréseaux et les générateurs distribués qui sont rapportées dans la littérature sont résumées, avec un accent particulier sur les questions de gestion d'alimentation et de contrôle tension / fréquence dans les microréseaux, suivies d'une description du contrôle hiérarchique du microréseau.

2.1 Concept, définition et défis des microréseaux électriques

Les microréseaux (MG ou μG) ne peuvent pas être présentés comme un nouveau concept puisque les réseaux électriques à petite échelle existent depuis longtemps dans les régions éloignées, où l'interconnexion avec le réseau principal n'est pas possible pour des raisons techniques ou économiques [70]. Actuellement, le concept et la définition des microréseaux changent pour offrir aux clients des choix énergétiques durables en termes d'intégration d'énergie renouvelable, fiabilité du réseau, flexibilité et économie.

Les MG ont le potentiel de maximiser l'efficacité globale du système, la qualité de l'alimentation, et permettent aux clients de contrôler leur approvisionnement en électricité [71]. Un microréseau est défini comme un système d'énergie intégrant une gestion intelligente et se compose d'une variété de composants, y compris [1] : des ressources d'énergies distribuées (DER) (photovoltaïques, petites éoliennes, piles à combustible, les moteurs à combustion, microturbines, etc.); des dispositifs de stockage d'énergie distribués

(DES) (de volants, inductances supraconductrices, batteries, etc.), ils peuvent être utilisés pour absorber l'excès de puissance et décharger pour couvrir le déficit de puissance, ainsi, ils contribuent à améliorer la fiabilité du microréseau; des charges contrôlables, généralement elles sont situées à proximité et elles peuvent inclure un seul/plusieurs clients ou un groupe de charges (hôpital, école ou campus, base militaire). Les caractéristiques et la dynamique de chaque composant du microréseau présentent un défi majeur en matière de contrôle et de fonctionnement avec le réseau électrique.

Dans le futur, la technologie des microréseaux permettra d'améliorer la sécurité d'un mini réseau ou macro réseau électrique à un niveau local ou même régional en aidant à soutenir le réseau lors des pannes majeures. La Figure 2-1 montre la structure d'un MG basse tension (BT) qui se connecte au réseau moyenne tension (MT) à travers un transformateur, constitué de deux systèmes DER. Le 1er système est à base d'éolienne et le 2eme à base de photovoltaïque respectivement, un système de stockage d'énergie, un convertisseur source de tension, un commutateur de transfert statique (*STS-Static Transfer Switch*). Le MG est connecté au réseau électrique global souvent par le biais d'un STS au point PCC, une centrale hydroélectrique et deux charges. Quand le MG fonctionne en mode connecté au réseau, à la fois les deux systèmes DG et le réseau global fournissent de l'énergie aux charges. Au cas où un défaut de courant survient, le STS s'ouvre pour isoler le MG du réseau électrique. Les transferts du MG du mode connecté au réseau au mode isolé permettent au MG de contrôler la tension de la charge et de fournir une alimentation sans interruption à toutes les charges critiques au sein du MG. Lorsque le défaut est éliminé, le MG doit être resynchronisé avec le réseau électrique avant la fermeture du STS pour remettre le système en douceur vers le mode de fonctionnement raccordé au réseau

[72]. Si un léger déséquilibre de tension survient ou les charges locales sont peu sensibles aux déséquilibres, le micro réseau peut rester connecté.

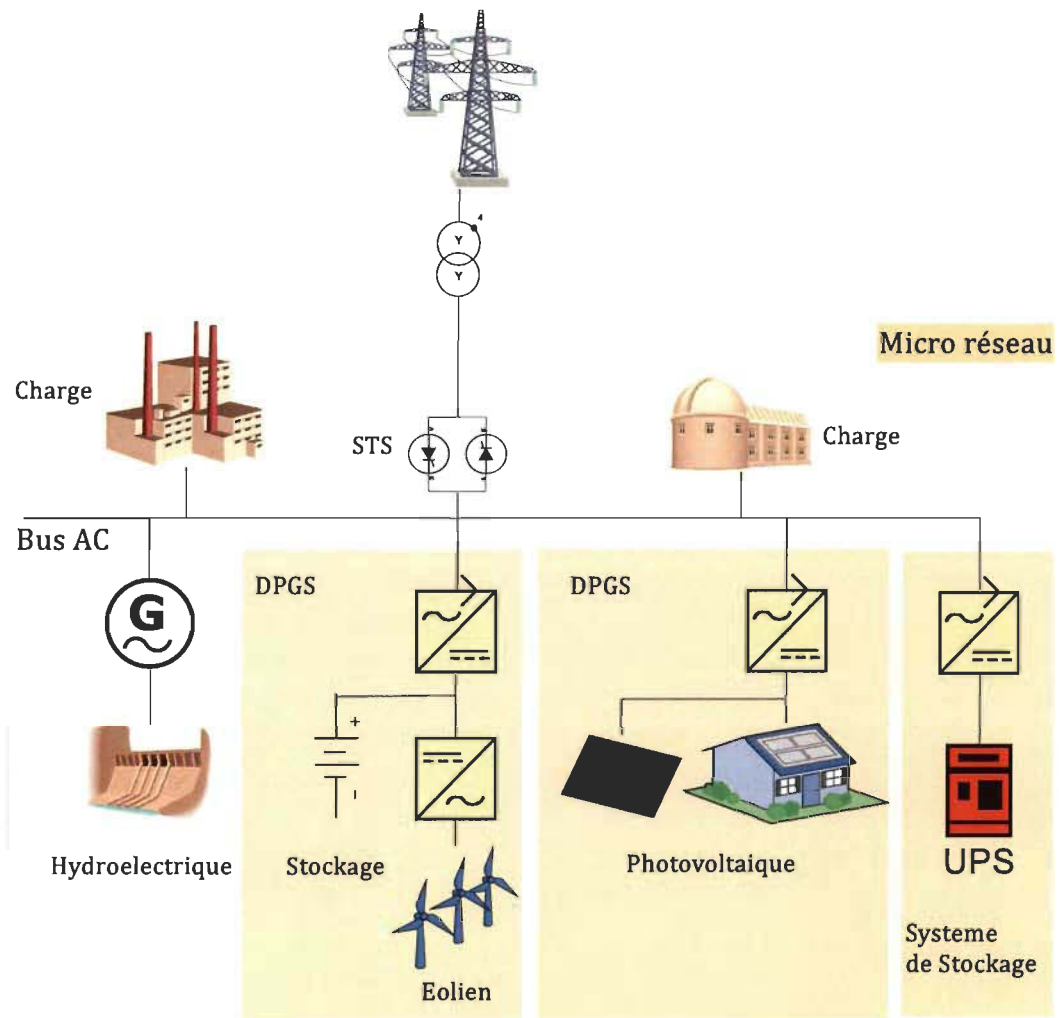


Figure 2-1 Exemple d'une structure de microréseau

Comme le montre la Figure 2-1, il existe trois types de ressources de production d'énergie : générateurs rotatifs classiques (hydroélectrique), les unités interfacées par l'électronique de puissance (système photovoltaïque), et les unités interfacées par électronique de puissance avec stockage (éolienne avec batterie de stockage). Une unité de

production peut avoir une sortie commandée (dispatchable) ou une sortie incontrôlable (non-dispatchable).

Actuellement, il y a beaucoup de définitions pour les microréseaux présentés dans divers rapports par des organisations de recherche. Certaines descriptions de microréseau sont présentées comme suit :

1. Le Département d'Énergie des États-Unis d'Amérique (DOE) a fourni la définition suivante pour les microréseaux : *"Un microréseau, un réseau local d'énergie, offre une intégration de ressources d'énergie distribuée (DER) avec des charges locales flexibles, qui peuvent fonctionner en parallèle avec le réseau ou dans un mode isolé intentionnel pour fournir un niveau personnalisé de haute fiabilité et la résilience aux perturbations du réseau. Ce système de distribution de pointe intégré répond aux besoins pour une application dans des endroits avec des contraintes d'alimentation électrique et/ou de livraison, dans des sites éloignés, et pour la protection des charges critiques et un développement économique sensible. (Myles, et al., 2011) "[73].*
2. Le Consortium pour Electric Reliability Technology Solutions (CERTS) donne la définition suivante du microréseau [74]: *"La notion du microréseau suppose une agrégation des charges et des microsources fonctionnant comme un système unique fournissant à la fois la puissance et la chaleur. La majorité des microsources doivent être des dispositifs à base d'électronique de puissance pour fournir la flexibilité nécessaire afin d'assurer un fonctionnement comme un système agrégé unique. Cette flexibilité de contrôle permet au MicroRéseau CERTS de se présenter*

au système d'alimentation central comme une unité unique contrôlée qui répond aux besoins locaux en matière de fiabilité et de sécurité".

3. Le Congressional Research Service (CRS) présente une définition du microréseau.

Il a une légère différence avec la description ci-dessus : "Un microréseau est un système d'alimentation électrique petit ou local qui est indépendant du réseau d'alimentation électrique central. Par exemple, il peut être un système combiné de chaleur et d'électricité à base d'un moteur à combustion de gaz naturel (qui co-génère de l'électricité et de l'eau chaude ou de la vapeur d'eau utilisée pour refroidir la turbine à gaz naturel), ou des générateurs diesel, les énergies renouvelables, ou des piles à combustible . Un microréseau peut être utilisé pour répondre aux besoins en électricité des centres de données, les collèges, les hôpitaux, les usines, les bases militaires, ou des communautés entières (à savoir, "puissance de village"). (Campbell, 2012) " [75]

4. La définition des projets de recherche européens (EU Project) est la suivante [76]:

"Les microréseaux comprennent des systèmes de distribution Basse Tension avec des sources d'énergie distribuées, des dispositifs de stockage et des charges contrôlables, exploités pour être connectés au réseau d'alimentation principal ou isolé, dans un environnement contrôlé, de manière coordonnée. Le fonctionnement du microréseau offre des avantages distincts aux clients et aux services publics, à savoir, l'efficacité améliorée de l'énergie, la minimisation de la consommation globale d'énergie, impact environnemental réduit, l'amélioration de la fiabilité et de la résilience, et les avantages opérationnels du réseau".

5. Une définition plus succincte est donnée par le Groupe d'échange microréseau (The Microgrid Exchange Group (MEG)) qui a été formé sous les auspices du DOE pour fournir un échange d'information sur la technologie microréseau et sa mise en œuvre, et est la suivante [77, 78]: *"Un microréseau est **un groupe de charges et des ressources énergétiques distribuées interconnectés** dans des limites électriques clairement définies qui **agit comme une entité unique contrôlable** par rapport au réseau. Un microréseau peut **se connecter et se déconnecter du réseau** pour lui permettre de fonctionner à la fois **en mode isolé et en mode connecté**. "*
6. Selon Ye et al, les opinions divergent quant à la capacité de production agrégée qui devrait être contenue dans le système d'alimentation du microréseau et s'il devrait y avoir un point de couplage commun PCC avec le réseau principal ou plusieurs points de couplage. "Cependant, pour le concept d' «îlotage», le microréseau doit avoir la capacité d'être isolé du réseau principal, soit par un seul ou plusieurs points de déconnexion" [79]. "Un vrai microréseau est beaucoup plus qu'un système d'alimentation de secours, cependant, même si elle est aussi l'une de ses fonctions essentielles. Il doit également inclure un système en temps réel sur le site de contrôle pour adapter la production et la capacité de stockage du microréseau à la consommation d'énergie en temps réel, et ainsi disposer d'un moyen d'interagir avec le réseau" [80].
7. Définition du réseau intelligent : le terme réseau intelligent (en anglais Smart Grid SG) fait référence à la modernisation entièrement automatisée du réseau de transport et de distribution d'électricité afin qu'il soit capable d'intégrer de manière intelligente les actions des différents utilisateurs, consommateurs et/ou producteurs

en utilisant des systèmes de surveillance automatique, des systèmes de protection et d'optimiser le fonctionnement de ses éléments interconnectés.

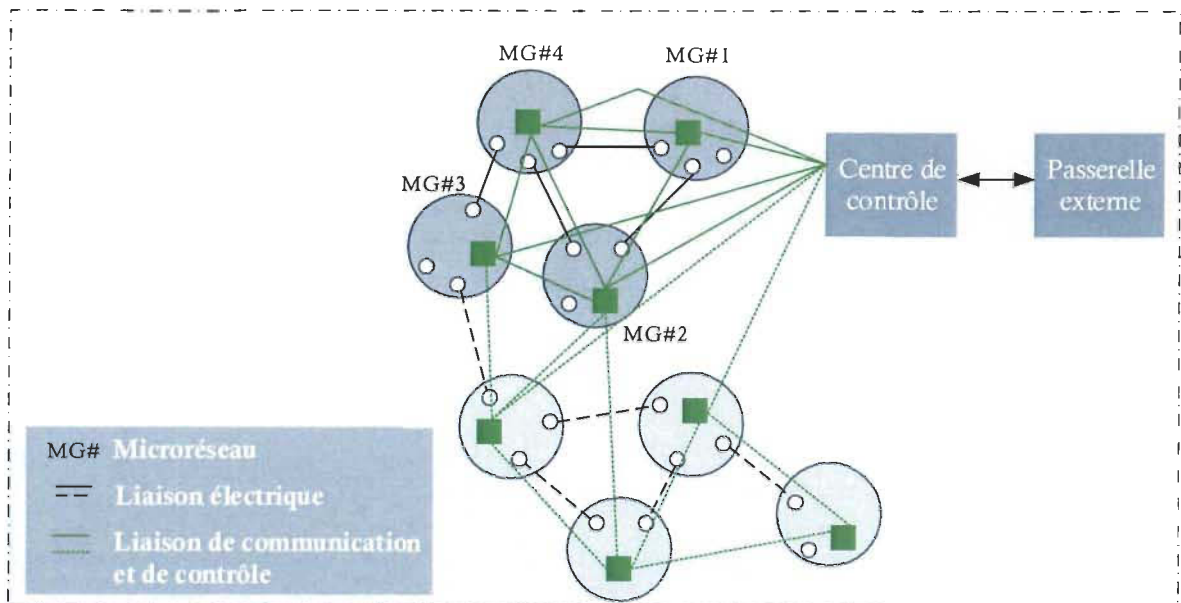


Figure 2-2 Diagramme schématisé de l'interconnexion et de la communication des MG dans un contexte de réseau intelligent.

L'objectif du MG est d'atténuer les impacts environnementaux des systèmes traditionnels de puissance, l'amélioration de leur performance et une meilleure gestion des actifs. Les MG entrent dans la vision du réseau intelligent en offrant une solution dans laquelle un réseau intelligent est progressivement mis en œuvre par le biais de multiples microréseaux qui interagissent les uns avec les autres. La Figure 2-2 présente une illustration du diagramme pictural de la façon dont les microréseaux entrent dans la vision du réseau intelligent.

Étant donné l'importance du concept du MG pour la construction d'un système électrique durable, de nombreuses techniques et technologies innovantes ont été proposées dans le monde entier pour relever les nombreux défis du MG. Ces défis peuvent être divisés

en catégories : politiques, techniques/économiques, contrôle [81]. Dans cette section on va citer quelques défis du MG. Du point de vue du contrôle, le MG présente des défis majeurs allant des grands principes de contrôle tels que la qualité d'alimentation, l'équilibrage du débit de puissance, le contrôle de la tension et de la fréquence, le partage des charges dans le mode de fonctionnement autonome, la protection, la stabilité, la fiabilité. Les défis techniques / économiques incluent le fonctionnement et le contrôle, la protection, la conception des systèmes de gestion de l'énergie en temps réel, les coûts, et le retour sur investissement (business case).

2.2 Avantages et inconvénients du MG

Les grands utilisateurs d'énergie - des villes et des collèges à l'industrie et aux opérations militaires - ont des besoins différents. Certains exigent un système d'énergie flexible pour protéger leurs communautés en situation d'urgence, tandis que d'autres ont besoin d'optimiser leur énergie, de stimuler la croissance de leurs entreprises ou de protéger les opérations critiques, et tous veulent des sources d'énergie plus écologiques. Quelles que soient les raisons, les solutions de microréseaux personnalisables offrent des performances optimales pour répondre à un éventail de besoins critiques grâce à leurs différents avantages :

A. Assurer la fiabilité

- Résilience du système : la continuité du service 24/7 avec la génération d'énergie locale,
- Qualité de puissance : vous assure d'avoir une bonne qualité d'énergie tout en maintenant la qualité, la stabilité et la sécurité électrique.

- Disponibilité de puissance : vous assure que vous avez assez de puissance pour répondre à la demande en équilibrant l'offre du réseau central, la production locale, et la gestion de la charge.

B. Efficacité optimale

- Réduire les pertes : la proximité entre la production et la consommation permet d'optimiser l'acheminement de l'énergie.
- Réutiliser la chaleur : l'utilisation à la fois de l'électricité et de la chaleur, ce qui augmente le rendement énergétique global avec le système de production d'électricité et de chaleur (CHP) combinée, qui capte l'énergie thermique résultante de la production d'électricité pour une grande variété de besoins thermiques (vapeur d'eau chaude, chauffage et refroidissement), ce qui offre des opportunités pour optimiser le DG.
- Optimisation des ressources : les MG sont intelligents et peuvent optimiser sur quand et comment utiliser le réseau central et les sources d'énergie distribuée locales pour permettre d'atténuer les coûts de l'électricité à ses utilisateurs et réduire la dépendance du réseau principal
- Coût : limiter les investissements dans les réseaux de transport et de distribution.

C. Améliorer la durabilité environnementale

- Ils permettent de mieux intégrer les énergies de sources renouvelables sur les réseaux et ainsi d'éviter l'installation de centrales thermiques.
- Stocker et exploiter l'énergie à utiliser en cas de besoin.
- Réduire les émissions de gaz à effet de serre et l'empreinte carbone.

Cependant malgré les avantages cités précédemment, le MG présente quelques inconvénients à savoir :

- La tension, la fréquence et la qualité de l'alimentation sont les trois principaux paramètres qui doivent être considérés et contrôlés selon des normes acceptables.
- L'énergie électrique a besoin d'être stockée (ex batteries) nécessitant ainsi plus d'espace et de maintenance.
- La resynchronisation avec le réseau électrique est difficile.
- La protection du microréseau est l'un des défis les plus importants face à la mise en œuvre du micro réseau.
- Les normes d'interconnexion doivent être développées pour assurer la cohérence.

2.3 Modes d'opération des MG

Le fonctionnement du microréseau peut dépendre des intérêts contradictoires entre les différents acteurs impliqués dans la génération d'électricité, tels que les opérateurs du réseau, les propriétaires des générateurs distribuées, les fournisseurs d'énergie...etc., ainsi que les clients. Le fonctionnement optimal du microréseau est basé sur les aspects économiques, techniques ou environnementaux. Quatre modes de fonctionnement ont été identifiés par l'IEEE Std. 1547.4 -2011 [82], à savoir : le mode connectée au réseau, la transition au mode autonome, le mode autonome et le mode de reconnexion.

2.3.1 Mode connecté au réseau électrique

Le MG est connecté au réseau principal selon ses besoins d'énergie, il peut recevoir partiellement ou totalement l'énergie ou envoyer l'excédent de son énergie électrique au réseau principal lorsque sa production totale dépasse la consommation. Dans ce mode il est

conseillé que la mesure, l'échange d'information et le contrôle d'équipement du système autonome soient fonctionnels y compris le système de protection pour fournir les informations du niveau de production, les charges locales et les tensions du système, pour que la transition puisse être planifiée à l'avance.

2.3.2 Transition vers le mode autonome

Il est conseillé que le DER soit disponible pour soutenir la tension et la fréquence du système durant un laps de temps pendant que les dispositifs d'interconnexion et de protection prennent le relais pour effectuer une transition réussie.

2.3.3 Mode déconnecté du réseau électrique

Lorsque le réseau électrique en amont rencontre un problème, où il y a des actions prévues (par exemple, afin d'effectuer des opérations de maintenance), le MG peut facilement se déconnecter du réseau principal et rester opérationnel et fonctionnel comme une entité autonome pour alimenter les charges locales. Dans ce mode les DER devront avoir une marge de réserve suffisante qui est en fonction du facteur de charge, l'amplitude de la charge, le type de la charge, les exigences de fiabilité de la charge, et la disponibilité du DER. Pour équilibrer la charge et la génération dans le mode autonome, plusieurs techniques sont suggérées dans la littérature telle que le suivi de charge (en anglais load-following), la gestion de la charge (en anglais load-management) et le délestage de charge (en anglais load shedding) [83]. En outre, il est souligné que la stabilité transitoire devrait être maintenue pour les variations de la charge, une unité DER en panne, et les défauts en mode autonome. Il est également suggéré que le relais adaptatif peut être mis en œuvre

pour assurer une protection adéquate pour une variété de modes de fonctionnement du système.

2.3.4 Mode reconnexion au réseau

Pour la reconnexion du système autonome au système de puissance électrique (en anglais Electric Power System EPS), la surveillance doit indiquer que les conditions appropriées existent pour synchroniser le système autonome au EPS.

Il est conseillé qu'après une perturbation dans EPS, aucune reconnexion ne doit avoir lieu jusqu'à ce que la tension de l'EPS soit à l'intérieur de la gamme B de la norme ANSI / NEMA C84.1 -2006 [84]. La gamme de fréquences se situe entre 59,3 Hz à 60,5 Hz. En outre, la tension de phase, et la fréquence entre les deux systèmes devrait être dans des limites acceptables telles que spécifiées dans la norme IEEE Std 1547- 2003 afin d'initier une reconnexion [82].

2.4 Structures de contrôle

Le système de contrôle du microréseau veille à ce que l'ensemble des fonctionnalités de contrôle soit atteint, son rôle est d'assurer un partage de puissance égal et précis dans le MG et de réguler les grandeurs de la tension et de la fréquence ; deux approches distinctes peuvent être identifiées.

2.4.1 Structure de contrôle centralisée :

Cette structure exige que les données et les mesures de tous les microréseaux soient livrées à un contrôleur central qui détermine les actions de contrôle pour le système entier afin de garder un équilibre dans le partage de puissance entre les générateurs. Cependant,

cette approche est peu fiable à cause de la complexité du MG, et le besoin d'un système de communication à large bande passante pour un partage rapide de l'information. Ce contrôle est impossible lorsque les générateurs du microréseau sont répartis sur une vaste zone avec de longues distances entre eux, car si l'opérateur de contrôle échoue à garantir le contrôle à cause d'une quelconque raison, l'ensemble du système peut cesser de fonctionner.

2.4.2 *Structure de contrôle décentralisée :*

Cette structure n'est pas basée sur la communication, elle permet de gérer chaque unité indépendamment par son contrôleur local pour réguler la tension et la fréquence de sorte que chaque unité peut partager la demande de puissance active et réactive et donc il n'y a pas d'interaction entre les différents contrôleurs du microréseau. Cette méthode est basée sur le contrôle de statisme comme dans les générateurs d'alimentation des systèmes classiques. Ce contrôle a pour avantage d'augmenter la fiabilité du MG de sorte que toutes les unités soient indépendantes l'une de l'autre et chacune soit responsable de son contrôle de tension et de fréquence. Cependant, cette approche n'est pas parfaite et présente quelques inconvénients à cause des caractéristiques de statisme, mais aussi les grandeurs de la fréquence et de la tension qui peuvent toutes deux chuter et sortir de la plage autorisée ce qui rend difficile la synchronisation entre les DG si la distance entre les unités est importante.

Un compromis entre les deux approches pourrait être atteint par la mise en œuvre d'une structure de contrôle hiérarchique basée sur des niveaux de contrôle séparés afin d'étudier et de concevoir une stratégie de contrôle pour chaque niveau et ainsi de faire face aux différentes constantes de temps concernées, telles que la dynamique rapide des commandes de sortie de la tension, etc. [85]

2.5 Architecture de contrôle des MG

Afin d'obtenir tous les avantages de l'exploitation du MG, comme indiqué dans l'introduction, il est important que l'intégration des ressources distribuées dans les réseaux BT, et leur relation avec le réseau moyenne tension (MT) en amont, contribuera à optimiser le fonctionnement général du système. Pour atteindre cet objectif, une architecture de commande hiérarchique du système comprenant trois niveaux de contrôle est considérée, comme le montre la Figure 2-3 [86].

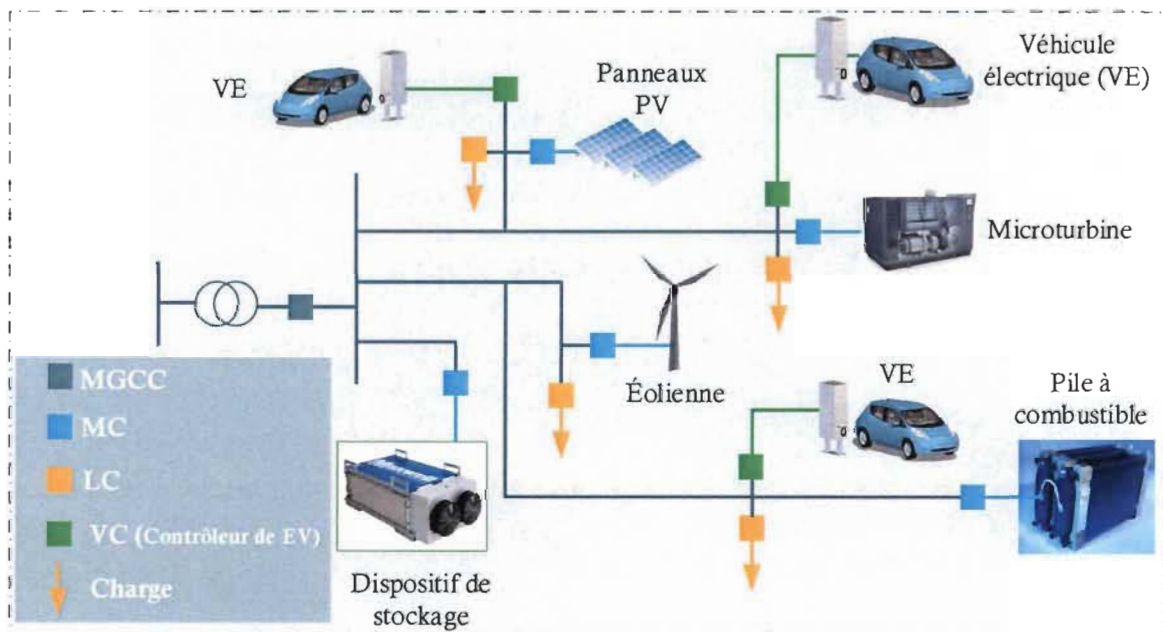


Figure 2-3 Structure de contrôle d'un microréseau

2.5.1 Contrôleur microsource (MC) et contrôleur de charge local (LC)

Le contrôleur microsource (MC) tire parti de l'interface d'électronique de puissance de la microsource et peut être amélioré avec des degrés d'intelligence divers. Il utilise l'information locale pour contrôler la tension et la fréquence du microréseau dans des

conditions transitoires. Les MC doivent être adaptés pour chaque type de microsources (PV, pile à combustible, micro turbine, etc.). Les contrôleurs de charge locaux (LC) installés au niveau des charges contrôlables fournissent des capacités de contrôle de la charge.

2.5.2 Contrôleur central du microréseau (MGCC)

Les fonctions du contrôleur central du microréseau (en anglais Microgrid Central Controller MGCC) peuvent aller de la surveillance de la puissance active et réactive des ressources distribuées à assumer l'entière responsabilité de l'optimisation du fonctionnement du MG par l'envoi des paramètres des signaux de commande aux ressources distribuées et aux charges contrôlables.

2.5.3 Système de gestion distribué (DMS)

Les MG connectés sur des dispositifs d'alimentation du système de gestion distribué (en anglais Distribution Management Systems DMS) devraient idéalement ressembler à des charges concentrées. Les problèmes de fonctionnement autonome/non autonome des microréseaux et l'échange de l'information sont de nouveaux problèmes importants. La déconnexion et resynchronisation du MG pendant et après les périodes de défauts doivent être évaluée. Il est clair que, pour exploiter un MG d'une manière coordonnée, il est important de fournir un processus de prise de décision plus ou moins décentralisé afin d'équilibrer l'offre et la demande provenant à la fois des ressources distribuées et les dispositifs d'alimentation moyenne tension. Il y a plusieurs niveaux de décentralisation qui peuvent être éventuellement appliqués allant d'une approche entièrement décentralisée à un

contrôle essentiellement centralisé en fonction de la part des responsabilités assumées par le MGCC et MC et LC.

2.6 Structure et contrôle hiérarchique d'un DG

La production d'énergie décentralisée (distribuée) (en anglais Distributed generation DG) est définie comme « *la production d'électricité par des installations suffisamment inférieures aux centrales de production d'électricité de manière à permettre l'interconnexion à presque n'importe quel point dans le système d'alimentation* » [87, 88].

La structure générale du système de production d'énergie décentralisée comprend :

- la source de puissance d'entrée : différentes configurations sont possibles : photovoltaïque, pile à combustible, éolienne, etc. ;
- le convertisseur de puissance, peut être un convertisseur à un seul niveau (convertisseur DC-AC) ou un convertisseur à deux niveaux (DC-DC et DC-AC). Ils ont deux modes de fonctionnement distincts, agissant comme une source de courant s'ils sont connectés au réseau et comme une source de tension s'ils fonctionnent de manière autonome [89].
- Un filtre de sortie (L, LC, LCL et LCL avec résistance d'amortissement) connecté en série avec le convertisseur, permet d'améliorer la performance d'harmonique à des fréquences de commutation plus faibles

La structure générale ayant différentes sources d'énergie d'entrée est représentée sur la Figure 2-4. L'unité DG peut être raccordée au réseau électrique au point de couplage commun (PCC). Cette unité est responsable de la génération d'électricité et elle doit être en

mesure d'importer / exporter l'énergie à partir du réseau électrique, afin de contrôler les flux des puissances active et réactive et la gestion de stockage d'énergie [90].

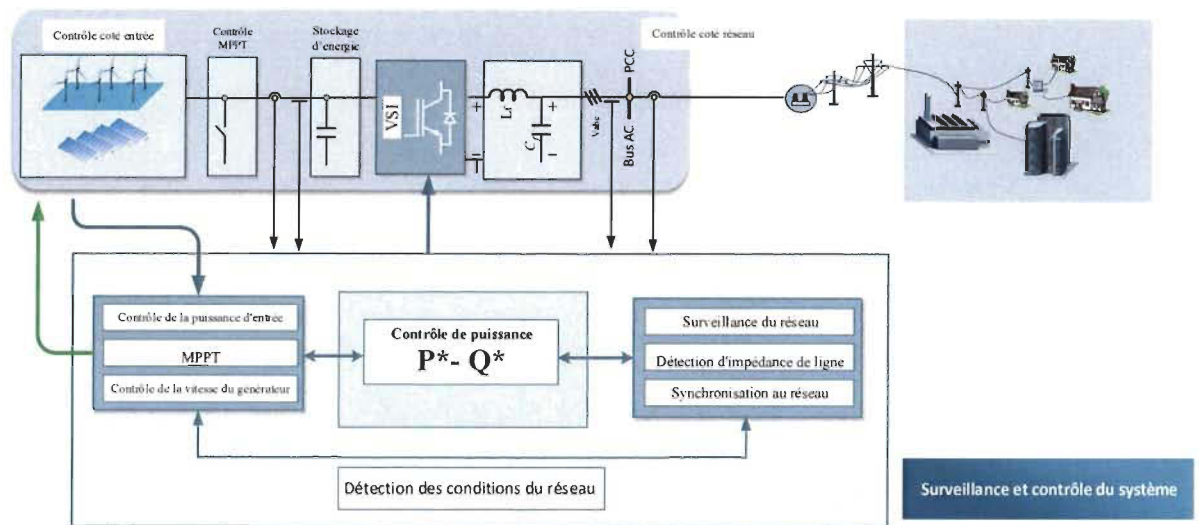


Figure 2-4 Structure générale d'un générateur distribué

D'après la Figure 2-4, la tâche principale du contrôleur d'entrée est d'extraire le maximum d'énergie des sources d'énergie renouvelables et de protéger le convertisseur du côté entrée tandis que, le contrôleur du côté réseau doit contrôler la puissance active et réactive transférée à partir du système d'énergie renouvelable au réseau.

La structure de contrôle hiérarchique est très attrayante pour le contrôle des systèmes d'alimentation dans un microréseau, car chaque niveau de contrôle fournit un contrôle de supervision pour le niveau inférieur et il diffère des autres dans le laps de temps dans lequel il opère. Ces niveaux de stratégie de contrôle peuvent être définis dans une hiérarchie. En général, il peut être divisé en quatre niveaux : contrôle interne, primaire, secondaire et tertiaire de contrôle comme indiqué dans la Figure 2-5. Dans cette section, une brève description de la structure hiérarchique est présentée.

2.6.1.1 Niveau de contrôle interne

Cette couche de contrôle est le niveau inférieur de cette architecture contenant le contrôle de sortie de l'onduleur. Son objectif est de maintenir la sortie du convertisseur à des points de consigne, de faire face à la dynamique la plus rapide du système et de maintenir la stabilité. Il est constitué de deux boucles de contrôle en cascade (boucle de tension et boucle de courant). Le contrôle interne a généralement une structure décentralisée à cause de son temps de calcul rapide, il est appliqué localement au niveau de chaque source de production décentralisée et il repose sur les mesures locales.

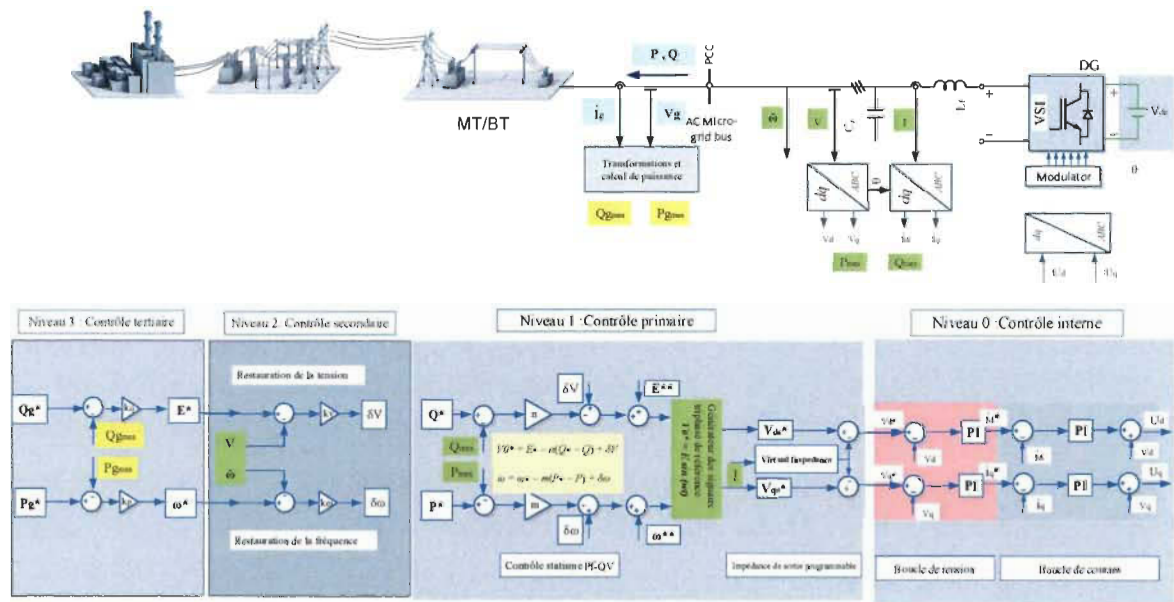


Figure 2-5 Niveaux de contrôle hiérarchique dans un MG

2.6.1.2 Niveau de contrôle primaire

Cette couche de contrôle est responsable du contrôle des ressources énergétiques distribuées (DER), une certaine charge locale, et l'équilibre de la puissance active et réactive. Son principal objectif est de réguler la fréquence et la tension des générateurs

distribués pour qu'elles ne divergent pas sensiblement de leurs valeurs nominales. Compte tenu de la période de temps de calcul, il a généralement une structure décentralisée, et elle est appliquée localement au niveau de chaque source de production décentralisée. Le contrôle primaire repose aussi exclusivement sur les mesures locales. Lorsque le MG fonctionne en mode décentralisé, le contrôle primaire peut prendre certaines décisions et générer les consignes pour le niveau de contrôle interne. Lorsque le contrôle du MG est centralisé, le niveau de contrôle primaire reçoit les points de consigne du contrôleur central du MG.

2.6.1.3 Niveau de contrôle secondaire

Le rôle de cette couche de contrôle est non seulement de restaurer les grandeurs de la tension et de la fréquence et de garantir leur stabilisation dans une gamme spécifique au PCC, mais d'effectuer la gestion d'énergie par le système de gestion d'énergie (en anglais ; Énergie Management Système EMS), la synchronisation avec le réseau principal et l'exploitation économique du microréseau soit en mode connecté au réseau et autonomes. Ce niveau de contrôle est lent par rapport aux deux niveaux de contrôle décrits précédemment. Cela permet à la fois d'examiner la dynamique primaire à l'état d'équilibre et aussi d'avoir suffisamment de temps pour effectuer des calculs complexes.

2.6.1.4 Niveau de contrôle tertiaire

Cette couche de contrôle est le niveau le plus haut dans la hiérarchie de contrôle et elle est généralement conçue pour optimiser les flux d'énergie entre les différents MG ou entre un microréseau et le réseau principal. Le contrôle tertiaire facilite la planification de l'exploitation du flux de puissance et la gestion de l'achat et la vente de l'énergie entre les

consommateurs ou entre le MG et le réseau principal en temps réel. Il fonctionne typiquement de l'ordre de quelques minutes ou quelques heures. Ce niveau de contrôle est nécessaire uniquement en mode connecté au réseau, car il ne fait pas partie du MG lui-même, mais du réseau principal ; pendant le fonctionnement autonome, la coordination la plus haute est généralement réalisée par le contrôle secondaire.

2.7 Contrôle des onduleurs dans les MG

La commande des onduleurs peut être classée en quatre types : formation de réseau, alimentation de réseau, soutien réseau-formation réseau (GSGFm), et soutien réseau-alimentation réseau (GSGF).

2.7.1 Contrôle du convertisseur de puissance formant un réseau

Les convertisseurs formant un réseau électrique (en anglais Grid Forming GF) sont des convertisseurs de puissance conçus pour un fonctionnement autonome, représentés comme une source de tension alternative idéale avec une fréquence fixe ω^* , et par conséquent ne conviennent pas pour une mise en parallèle avec d'autres sources formant un réseau, car de petites variations des grandeurs de la tension et de la fréquence provoqueraient de grands courants de circulation et finalement l'instabilité.

La Figure 2-6 montre le schéma de principe d'un convertisseur de puissance triphasé formant un réseau électrique triphasé.

2.7.1 Contrôle du convertisseur de puissance alimentant un réseau

Les convertisseurs de puissance alimentant le réseau (en anglais Grid-Feeding GFe) sont principalement conçus pour fournir (absorber) une quantité spécifiée de puissance

active et réactive à un réseau sous tension. Ces composants ne contribuent pas à l'équilibrage de la puissance [91]. Les convertisseurs de puissance alimentant un réseau sont commandés en courant et peuvent être représentés comme une source de courant idéale connectée au réseau en parallèle avec la présence d'une impédance de sortie élevée. Ces convertisseurs de puissance sont adaptés pour fonctionner en parallèle avec d'autres convertisseurs de puissance alimentant le réseau en mode connecté au réseau. Le système de commande du convertisseur de puissance alimentant le réseau est représenté sur la Figure 2-7.

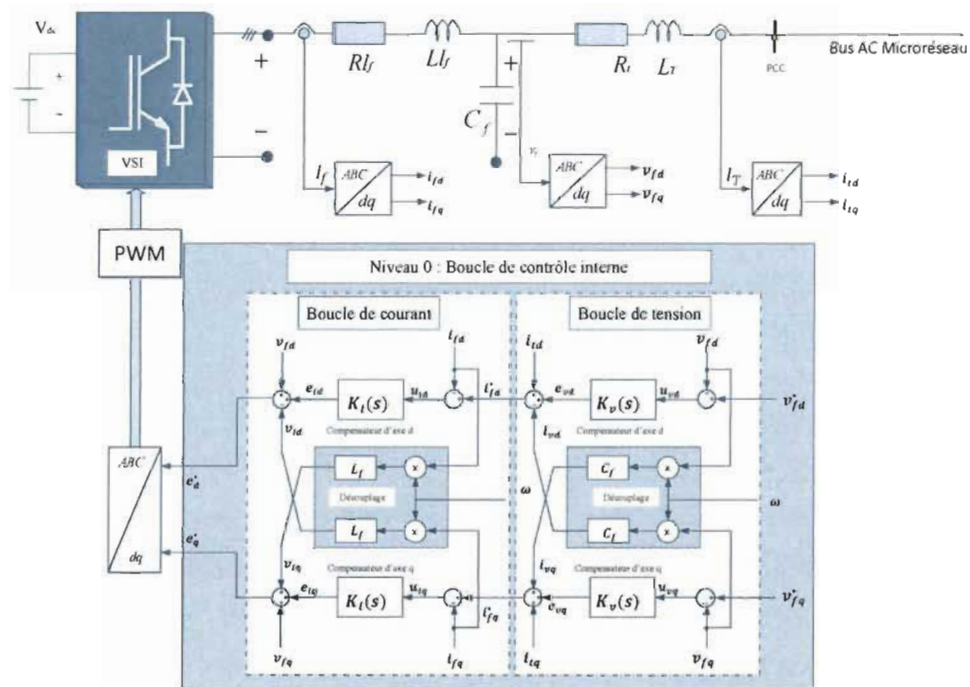


Figure 2-6 Schéma de contrôle d'un convertisseur source tension formant un réseau électrique

2.7.2 Contrôle d'un convertisseur de puissance soutenant un réseau

Les convertisseurs de puissance soutenant un réseau (en anglais Grid-Supporting GS) sont conçus pour le contrôle de la qualité de la tension alternative E^* du réseau (puissance

réactive) et la fréquence f^* (puissance active) soit d'un réseau autonome ou interconnecté permettant le partage d'énergie pour l'équilibrage des puissances. Ils soutiennent soit un réseau unique, ou avec d'autres onduleurs GS. Il existe deux principaux types dans les convertisseurs de puissance supportant le réseau : mode source de tension et mode source de courant

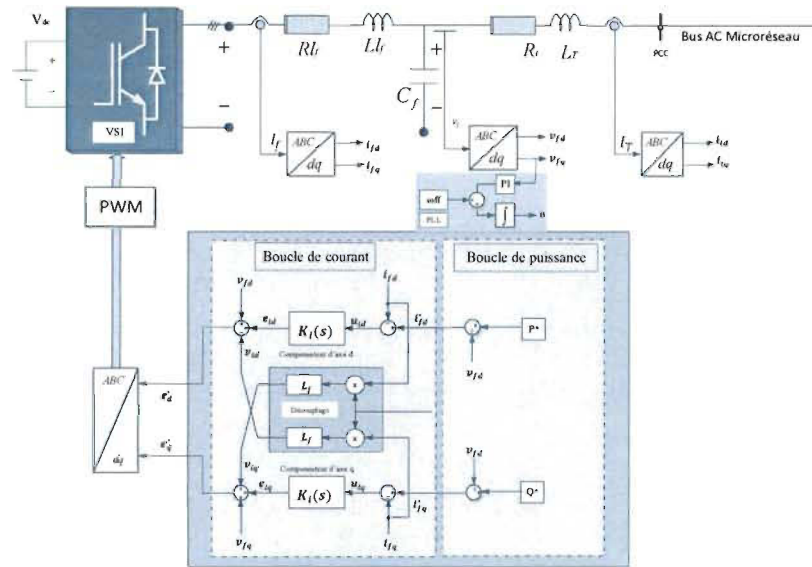


Figure 2-7 Schéma de contrôle d'un convertisseur source tension alimentant un réseau électrique

2.7.2.1 Convertisseur GS fonctionnant en tant que source de tension

Ce type de convertisseur est basé sur le schéma de contrôle d'un onduleur Grid-supporting et Grid forming (GSGF), comme le montre la Figure 2-8 (a). Il est contrôlé pour émuler le comportement d'une source de tension alternative connectée au réseau à travers une impédance qui peut être soit un dispositif physique connecté entre le VSI et le réseau, ou un composant virtuel, émulé dans la boucle de régulation de courant. Il permet la régulation des grandeurs de tension et de fréquence du réseau dans les deux modes,

connecté au réseau et autonome. Cette méthode est capable de fonctionner en parallèle avec d'autres sources GSGF.

2.7.2.1 Convertisseur GS fonctionnant en tant que source de courant

Le convertisseur de puissance source de courant est basé sur le schéma de contrôle d'un onduleur Grid-supporting et Grid feeding GSGFe, comme le montre la Figure 2-8 (b). L'objectif principal est de contribuer à réguler l'amplitude de la tension et de la fréquence à la fois du réseau, du microréseau et de la charge. Le schéma de la Figure 2-8 (a) reste stable tant que les gains du contrôleur de statisme ne sont pas trop grands, contrairement aux gains de statisme de la Figure 2-8 (b).

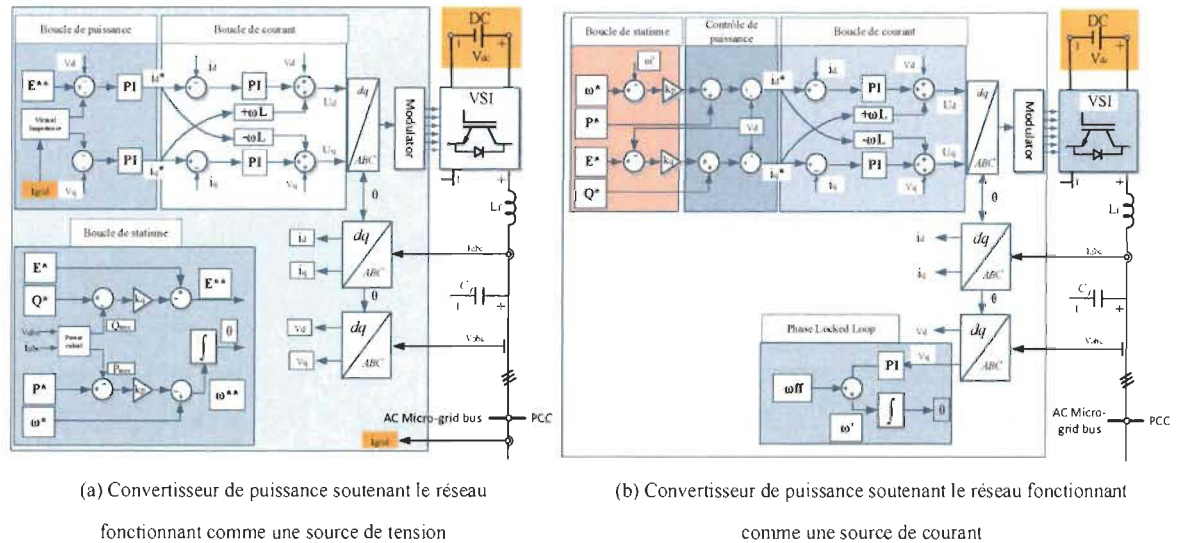


Figure 2-8 Schéma de commande d'un VSI soutenant le réseau fonctionnant comme (a) une source de tension, (b) une source de courant.

Il est à noter que le schéma de la Figure 2-8 (a) est beaucoup plus populaire dans la littérature que celui de la Figure 2-8 (b). Deux raisons peuvent être considérées pour expliquer ceci :

- La première raison est la similitude avec la commande des générateurs synchrones,
- La deuxième raison étant que les caractéristiques de statisme pour les onduleurs ont d'abord été mises en œuvre dans les systèmes à alimentation sans interruption (en anglais *uninterrupted power source* UPS), étant traditionnellement une formation de réseau.

2.8 Conclusion

Ce chapitre résume l'évolution récente des techniques de contrôle des DG dans un MG. Différentes définitions et structures de contrôle du microréseau ont été définies. Le contrôle hiérarchique du microréseau a été décrit montrant les différents niveaux de contrôle (primaire, secondaire et tertiaire). La contribution de l'onduleur à la formation de la tension du réseau et la fréquence est étudiée, et chaque méthode est utile et cela si elle est choisie pour une application appropriée, aussi bien en mode connecté au réseau ou autonome. La structure d'un système DG basée sur les énergies renouvelables, avec les propriétés de ses deux parties importantes (contrôleur du côté entrée / réseau) a été présentée dans ce chapitre.

À partir des descriptions et définitions présentées dans ce chapitre, une étude et une modélisation détaillée du générateur distribué connecté à un filtre LCL est étudiée dans le chapitre 3.

Chapitre 3 - Modélisation, contrôle classique et analyse du DG

Le niveau de contrôle 0 (boucle de contrôle interne) est une boucle de commande qui détermine l'état de fonctionnement des unités DG et des dispositifs de stockage, elle est constituée de deux boucles en cascade (tension-courant). Son objectif est le maintien de la stabilité et garantir les performances (temps de réponse, etc.) du système avec une large bande passante. Ce chapitre propose un contrôleur multiboucle avec découplage de la tension de sortie et du courant. Le découplage rend la boucle interne équivalente à un système de premier ordre. La technique de placement des pôles a été utilisée ici pour concevoir le contrôleur de la boucle de tension et du courant ; cette technique sera utilisée comme base de comparaison avec les contrôleurs développés dans le chapitre suivant. Le système de commande proposé possède une réponse dynamique rapide aux variations brusques de la charge et peut également obtenir une bonne performance en régime permanent pour des charges linéaires. La conclusion théorique a été vérifiée par simulation temporelle et fréquentielle. Cette méthode s'avère être une solution efficace pour le contrôle de la tension en mode autonome. Ce chapitre traite trois étapes de la thèse :

1. La première étape est la modélisation du convertisseur source de tension connecté au MG autonome à travers un filtre LCL dans le référentiel synchrone de Park dq.

2. La deuxième étape, consiste à présenter la méthode de conception de commande des deux boucles de tension et du courant, ainsi que la synthèse du contrôleur classique PI par la méthode de placement des pôles.
3. La troisième étape consiste à analyser le comportement du système nominal avec des incertitudes dans le domaine temporel et fréquentiel en utilisant le contrôleur classique PI afin de démontrer ses performances et ses limites.

3.1 Description et modélisation du système de puissance

3.1.1 Filtre de sortie du convertisseur pour le raccordement au MG

Les filtres électriques sont couramment utilisés dans l'interface entre les convertisseurs et le réseau électrique, afin de réduire l'injection des harmoniques dans le réseau.

Principalement, trois différentes topologies de base des filtres sont connues et elles sont présentées dans la Figure 3-1 (représentations monophasées) :

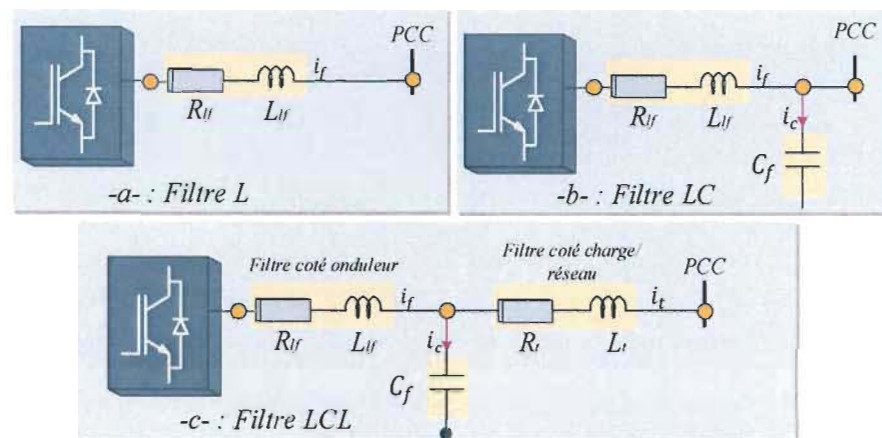


Figure 3-1 Différentes topologies des filtres

1. Un filtre L est le filtre le plus simple pour cette application qui fournit une atténuation de -20dB / décade pour les harmoniques de courant. Une fréquence de

commutation élevée est donc nécessaire afin de maintenir les inductances à une petite taille avec une dynamique de contrôle rapide.

2. Un filtre LC fournit une atténuation de -40dB / décade. Il est relativement facile à concevoir, mais une résonance à $f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_l C_f}}$ peut provoquer des distorsions de la forme d'onde. Un amortissement réel ou virtuel peut réduire les effets de résonance de ce filtre.
3. Le filtre LCL ajoute une autre inductance (appelée inductance de couplage) à la configuration du filtre LC, fournissant une atténuation efficace de -60dB / décade.

La conception de ces filtres est souvent compliquée en raison de l'interaction de l'inductance de couplage avec d'autres impédances du réseau qui peuvent provoquer des fréquences de résonance variables [92]. Souvent, les filtres LC deviennent indirectement des filtres LCL en raison de l'inductance de fuite du transformateur d'isolement qui est utilisée pour connecter un convertisseur au réseau. L'avantage de l'inductance de couplage est qu'elle permet le découplage de la source du microréseau permettant ainsi à la source de régler indépendamment l'amplitude de la tension et la phase, et permet aussi la régulation de la tension et le contrôle du partage de puissance.

La structure de l'onduleur source de tension triphasé connecté à un filtre LCL est considérée dans le présent chapitre et est représentée sur la Figure 3-2 .

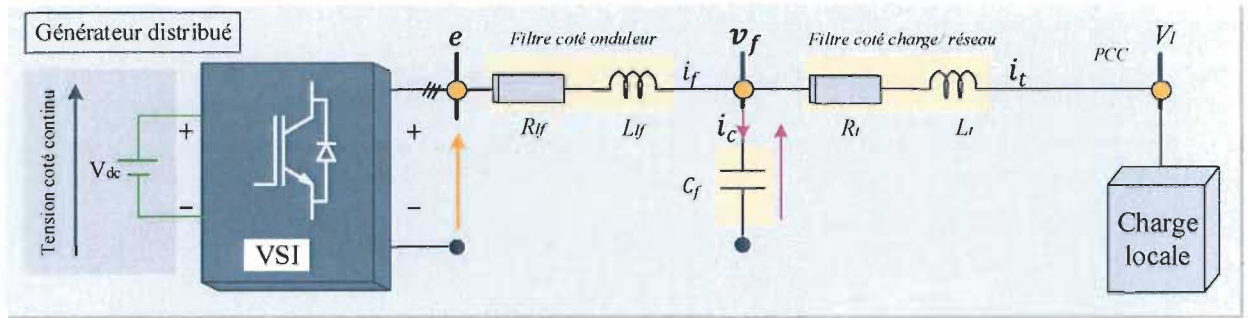


Figure 3-2 Topologie d'un onduleur connecté à un filtre LCL

3.1.1.1 Hypothèse simplificatrice

Notre étude est basée sur l'hypothèse simplificatrice suivante :

- On supposera que la puissance de sortie de la source de tension continue connectée à l'onduleur est constante. Ainsi, la dynamique du côté continu de l'onduleur est négligée dans le modèle générique utilisé pour représenter le système.

3.1.2 Modèle mathématique du système

En appliquant la loi de Kirchhoff du courant (KCL), la relation pour les courants circulant à travers le filtre LCL peut être décrit par :

$$i_{f,abc} = i_t + i_c \quad 3-1$$

En appliquant la loi de Kirchhoff des tensions (KVL), les tensions peuvent être décrites par les équations suivantes :

$$e_{abc} = R_{lf} i_{f,abc} + L_{lf} \frac{di_{f,abc}}{dt} + v_{f,abc} \quad 3-2$$

$$\frac{dv_{f,abc}}{dt} = \left(1/C_f\right) i_{c,abc} \quad 3-3$$

$$v_{f,abc} = R_t i_{t,abc} + L_t \frac{di_{t,abc}}{dt} + V_{l,abc} \quad 3-4$$

Avec :

e_{abc} : La tension de sortie du convertisseur

L_{lf} : L'inductance du filtre côté convertisseur

R_{lf} : La résistance série équivalente

$i_{f,abc}$: Le courant traversant le filtre $R_f L_f$ côté onduleur

$v_{f,abc}$: La tension de la capacité du filtre

C_f : La capacité du filtre

$i_{C,abc}$: Le courant traversant la capacité du filtre

L_t : L'inductance du filtre côté charge/réseau (inductance de couplage)

R_t : La résistance série équivalente

$i_{t,abc}$: Le courant traversant le filtre $R_t L_t$ côté charge/réseau

$V_{l,abc}$: La tension au point PCC

La tension de l'onduleur e_{abc} , est synthétisée en utilisant une modulation de largeur d'impulsion, et le filtre LCL agit comme un filtre passe-bas pour filtrer les harmoniques de commutation.

Dans le cadre référentiel naturel abc , les grandeurs de phase sont sinusoïdales, et donc la plupart des méthodes traditionnelles de contrôle conçues pour réguler des grandeurs de courant et de tension qui sont continues et ne peuvent pas être utilisées directement.

Cependant, si la trame référentielle est mise en rotation synchrone à la fréquence f , les grandeurs de phase de la séquence positive deviennent constantes. Les équations (3-1)-(3-4) du système peuvent être transformées à partir des composantes triphasées abc et être réécrites suivant les axes dq pour plus de simplification dans la modélisation du système en utilisant la transformation de Park qui est donnée par la matrice K_s :

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Après transformation et réarrangement en utilisant la matrice de Park, la relation pour les courants dans le référentiel dq est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{fd} = i_{td} + i_{cd} \\ i_{fq} = i_{tq} + i_{cq} \end{cases} \quad 3-5$$

Les équations pour la tension dans le référentiel dq , sont données par :

$$\begin{cases} e_d = L_{lf} s i_{fd} + R_{lf} i_{fd} + v_{fd} - \omega L_{lf} i_{fq} \\ e_q = L_{lf} s i_{fq} + R_{lf} i_{fq} + v_{fq} + \omega L_{lf} i_{fd} \end{cases} \quad 3-6$$

$$\begin{cases} i_{cd} = C_f s v_{fd} - \omega C_f v_{fq} \\ i_{cq} = C_f s v_{fq} + \omega C_f v_{fd} \end{cases} \quad 3-7$$

$$\begin{cases} v_{fd} = R_t i_{td} + L_t s i_{td} + V_{ld} - \omega L_t i_{tq} \\ v_{fq} = R_t i_{tq} + L_t s i_{tq} + V_{lq} + \omega L_t i_{td} \end{cases} \quad 3-8$$

En remplaçant (3-7) dans (3-5), et après le réarrangement, on obtient :

$$\begin{cases} i_{fd} = C_f s v_{fd} - \omega C_f v_{fq} + i_{td} \\ i_{fq} = C_f s v_{fq} + \omega C_f v_{fd} + i_{tq} \end{cases} \quad 3-9$$

avec ω : Pulsation du réseau.

3.1.2.1 Modèle de la boucle de courant

La représentation d'espace d'état de la boucle de courant est comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}_I = A_I X_I + B_I U_I \\ Y_I = C_I X_I + D_I U_I \end{cases} \quad 3-10$$

À partir de l'équation (3-10) et l'équation (3-6) la représentation d'espace d'état de la boucle interne de courant est donnée par :

$$s \begin{bmatrix} \dot{X}_I \\ i_{fd} \\ i_{fq} \\ i_{f0} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{lf}}{L_{lf}} & -\omega & 0 \\ \omega & -\frac{R_{lf}}{L_{lf}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{lf}}{L_{lf}} \end{bmatrix}}^{A_I} \begin{bmatrix} X_I \\ i_{fd} \\ i_{fq} \\ i_{f0} \end{bmatrix} + \overbrace{\frac{B_I}{L_f} \begin{bmatrix} e_d - v_{fd} \\ e_q - v_{fq} \\ e_0 - v_{f0} \end{bmatrix}}^{U_I} \quad 3-11$$

Le système (3-11) supposé équilibré, donc la partie homopolaire est nulle et le modèle du courant de la partie alternative du système s'écrit comme suit :

$$s \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{lf}}{L_{lf}} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_{lf}}{L_{lf}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} e_d - v_{fd} \\ e_q - v_{fq} \end{bmatrix} \quad 3-12$$

Les termes de $-\omega L_{lf} i_{fq}$ et $\omega L_{lf} i_{fd}$ dans (3-6) représentent un couplage entre les deux équations e_d et e_q . Autrement dit, une variation du courant dans l'axe d (circuit i_{fd}) va créer une variation du courant dans l'axe-q (circuit i_{fq}) et vice-versa.

3.1.2.2 Modèle de la boucle de tension

La représentation d'espace d'état de la boucle de tension est comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}_V = A_V X_V + B_V U_V \\ Y_V = C_V X_V + D_V U_V \end{cases} \quad 3-13$$

À partir de l'équation (3-13) et l'équation (3-9) la représentation d'espace d'état de la boucle interne de tension est donnée par :

$$s \begin{bmatrix} \dot{v}_{fd} \\ \dot{v}_{fq} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}}^{A_V} \overbrace{\begin{bmatrix} v_{f,d} \\ v_{f,q} \end{bmatrix}}^{X_V} + \overbrace{\frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{fd} - i_{td} \\ i_{fq} - i_{tq} \end{bmatrix}}^{B_V U_V} \quad 3-14$$

3.2 Synthèse de la commande des boucles en cascade

L'objectif de tout système de contrôle est de façonner la réponse du système à une référence donnée et de garder (ou d'obtenir) le système stable en boucle fermée, avec les performances désirées, tout en minimisant l'effet des perturbations, des bruits de mesure, et en évitant ou en gérant la saturation des contrôleurs, cela en dépit des incertitudes de modélisation, variations des paramètres ou changement du point de fonctionnement. Le schéma de contrôle de la Figure 3-3 est constitué d'une boucle de tension externe qui fournit la référence du courant et une boucle de courant interne qui fournit les signaux de modulation. Ce type de contrôle est désigné sous le nom du contrôle de la tension multiboucle ou contrôle en cascade. Il est généralement choisi pour le contrôle du courant et/ou la tension de sortie des convertisseurs sources de tension dans un microréseau à cause de sa performance supérieure de rejet de perturbations et de la capacité de limitation du courant [93].

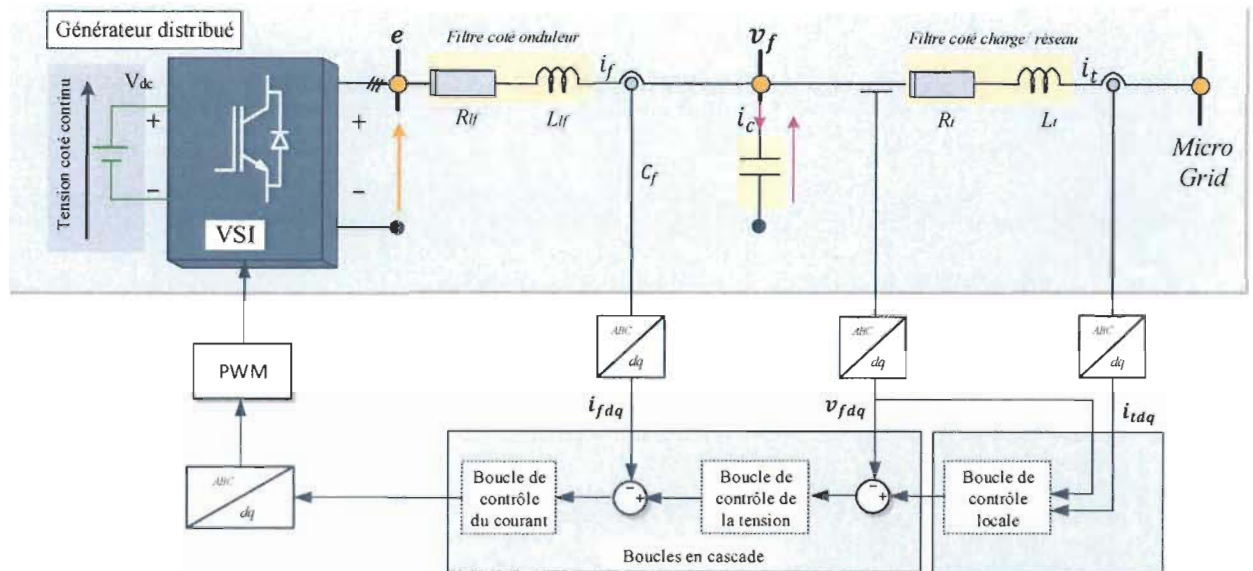


Figure 3-3 Boucles en cascade dq pour le contrôle de la tension

Lors de l'utilisation de la configuration 'formation de réseau, soutien au réseau', les références de la tension et de la fréquence sont données par la boucle de contrôle locale.

3.2.1 Contrôleur PI classique

Le contrôleur classique PI (proportionnel, intégral) est la technique la plus utilisée depuis plusieurs décennies pour différentes applications notamment pour les onduleurs commandés en courant en raison de sa simplicité et de sa mise en œuvre facile. Néanmoins, il est considéré comme une solution non satisfaisante pour la régulation du courant alternatif en raison d'une grande erreur de poursuite en régime permanent. Cette erreur de suivi peut être réduite en augmentant le gain PI et la bande passante, malheureusement, il pousse également les systèmes vers leurs limites de stabilité [94]. Le PI est une loi de contrôle qui peut être adaptative en se combinant avec d'autres méthodes d'intelligence

artificielle (logique floue, réseaux de neurones, etc.) pour augmenter sa robustesse et son adaptation dans les cas où le système peut être défini par un modèle précis [1].

3.2.2 Structure de contrôle du courant

La boucle de contrôle du courant est responsable des caractéristiques du courant injecté. Il est hautement souhaitable que le courant de l'onduleur soit exempté d'harmoniques d'ordre faible. Les harmoniques de haute fréquence peuvent être éliminés avec le filtre LC – ou LCL. Le contrôle du courant pour la boucle interne est développé en utilisant une commande de rétroaction standard. La commande du courant peut être exprimée par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} e_d^* = (k_{ip} + k_{ii}/s)(i_{fd}^* - i_{fd}) - \omega L_{lf} i_{fq} + v_{fd} \\ e_q^* = (k_{ip} + k_{ii}/s)(i_{fq}^* - i_{fq}) + \omega L_{lf} i_{fd} + v_{fq} \end{cases} \quad 3-15$$

où : e_d^* et e_q^* sont les deux signaux de modulation de la tension des composantes d'axe d et q , respectivement ; i_{fd} et i_{fq} sont les valeurs du courant d'inductance pour les deux composantes d'axe d et q , respectivement ; k_{pi} et k_{ii} sont les paramètres proportionnel et intégral du régulateur PI pour le contrôle du courant. L_{lf} représente l'inductance du filtre côté onduleur.

La Figure 3-4 (b) montre le schéma détaillé de la boucle de contrôle du courant qui a pour objectif le contrôle du courant à la sortie du convertisseur source de tension. Il convient de noter que dans la boucle de contrôle du courant, tous les signaux de la boucle anticipative et la boucle de rétroaction sont des grandeurs continues [95]. Le contrôle de la boucle de courant est réalisé par les étapes suivantes :

1. Les références du courant i_{fd}^* et i_{fq}^* des deux axes d et q sont comparées à leurs valeurs du courant mesuré i_{fd} et i_{fq} par les équations suivantes $e_{id} = i_{fd}^* - i_{fd}$ et $e_{iq} = i_{fq}^* - i_{fq}$, respectivement.
2. L'erreur entre les deux valeurs du courant e_{id} et e_{iq} des deux axes d et q passe par le contrôleur de la boucle de contrôle interne qui est représenté par le système $K_i(s)$ afin de générer u_{id} et u_{iq} .

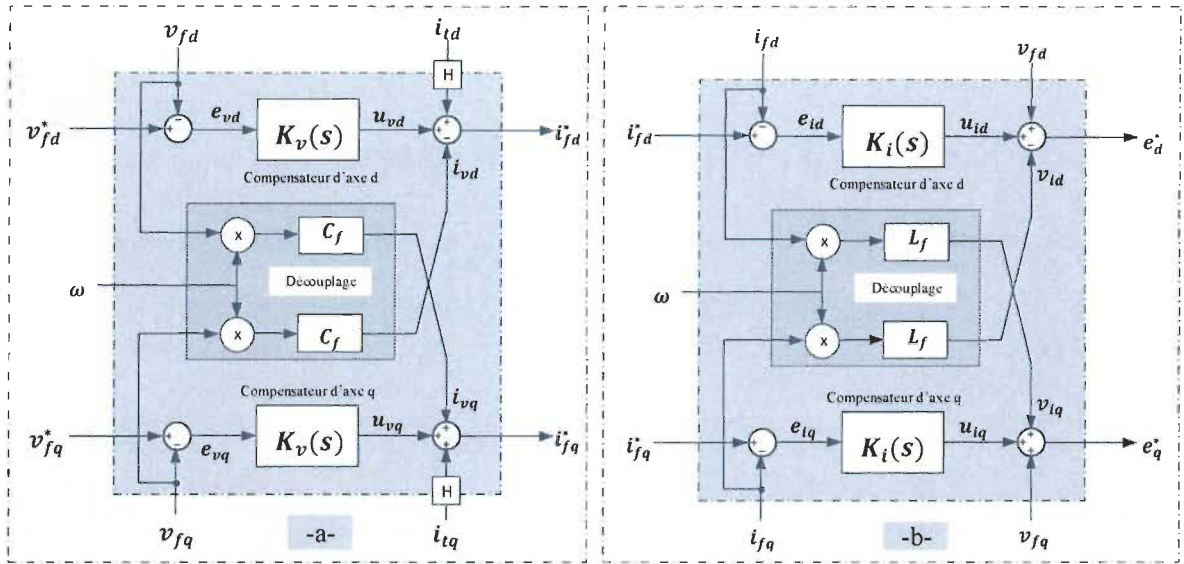


Figure 3-4 Schéma détaillé des deux boucles en cascade : (a) boucle de tension,
(b) boucle de courant

3. Les deux composantes e_d^* et e_q^* des axes direct et en quadrature du signal modulant PWM de l'onduleur source de tension sont construites par $e_d^* = u_{id} + v_{id} + v_{fd}$ et $e_q^* = u_{iq} + v_{iq} + v_{fq}$ d'où v_{id} et v_{iq} sont deux signaux anticipatifs qui permettent le découplage de la boucle de contrôle entre les deux courants d'axe direct i_{fd} et en quadrature i_{fq} . v_{fd} et v_{fq} sont les deux signaux

supplémentaires ajoutés pour annuler l'impact de v_{fd} et v_{fq} sur le contrôle du courant).

3.2.2.1 Synthèse du contrôleur PI de la boucle de courant

La fonction de transfert de la boucle de courant d'axe d est la suivante :

$$\frac{i_{fd}(s)}{e_d(s)} = \frac{1/L_{lf}}{s + R_{lf}/L_{lf}} \quad 3-16$$

Avec $e_d^* = e_d$

Pour le régulateur de courant de la boucle interne, les propriétés suivantes sont souhaitables [96]:

- 1) une réponse transitoire rapide avec un dépassement minimal,
- 2) un contrôle du courant précis,
- 3) une erreur statique nulle en régime permanent,
- 4) moins de sensibilité aux incertitudes paramétriques du système.

Afin de découpler la dynamique des boucles, la boucle interne est conçue pour avoir une dynamique plus rapide par rapport à la boucle externe. Aussi parce que la dynamique du courant est beaucoup plus rapide.

D'après la Figure 3-5 on peut dire que les deux boucles de commande du courant des deux axes d et q sont analogues; ainsi les contrôleurs correspondants peuvent également être identiques. Étant donné que la fréquence de commutation est nettement supérieure à la fréquence de la ligne, les retards d'échantillonnage et du bloqueur peuvent être négligés dans la synthèse du contrôleur [97].

Dans la Figure 3-5, $K_i(s)$ est le contrôleur PI. i_{fd}^* est le signal de commande du courant et i_{fd} est le courant mesuré.

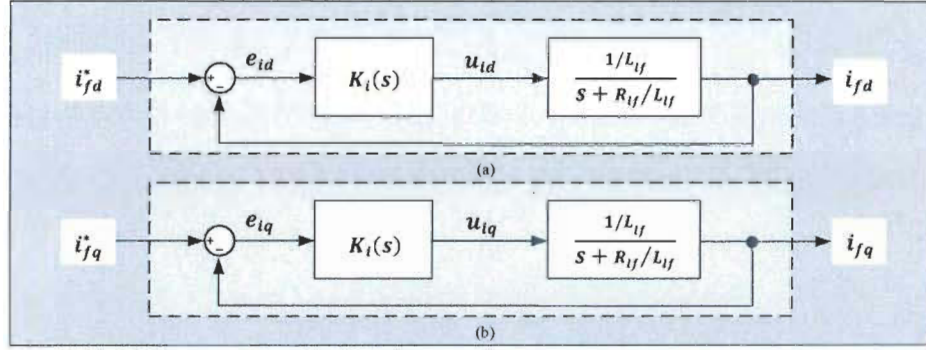


Figure 3-5 Schéma de contrôle du courant en boucle fermée

La fonction de transfert du régulateur PI du courant est :

$$K_i(s) = k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s} \quad 3-17$$

À partir du schéma fonctionnel de la Figure 3-5, la fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle de courant est comme suit :

$$\frac{i_{fd}}{i_{fd}^*} = \frac{k_{ip}}{L_{lf}} \frac{s + k_{ii}/k_{ip}}{s^2 + \frac{R_{lf} + k_{ip}}{L_{lf}}s + \frac{k_{ii}}{L_{lf}}} \quad 3-18$$

En assimilant l'équation (3-18) avec l'équation caractéristique du second degré, le facteur d'amortissement est $\xi_i = \frac{(R_{lf} + k_{ip})/L_{lf}}{2\sqrt{k_{ii}/L_{lf}}}$, et la pulsation naturelle d'oscillation est $\omega_{ni}^2 = k_{ii}/L_{lf}$.

Ainsi, les paramètres du régulateur de courant peuvent être conçus comme suit :

$$\begin{cases} k_{ip} = 2\xi_i \omega_{ni} L_{lf} - R_{lf} \\ k_{ii} = L_{lf} \omega_{ni}^2 \end{cases} \quad 3-19$$

Selon la théorie des techniques optimales $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et ω_{ni} reposent sur *la réponse temporelle spécifiée*. Généralement, la fréquence naturelle est sélectionnée comme $\omega_n = \omega_s/50$, avec ω_s pulsation de la fréquence de commutation.

3.2.3 Structure de contrôle de la tension

Dans la plupart des microréseaux à base de sources d'énergies renouvelables fonctionnent en basse tension, la régulation de la tension est nécessaire pour injecter une énergie de bonne qualité. Le contrôle de la tension externe est développé en utilisant la commande rétroaction / anticipative standard et couramment il utilise un contrôleur PI. Ainsi, le contrôle de la tension peut être exprimé comme suit :

$$\begin{cases} i_{df}^* = (k_{pv} + k_{iv}/s)(v_{fd}^* - v_{fd}) - \omega C_f v_{fq} + H i_{td} \\ i_{qf}^* = (k_{pv} + k_{iv}/s)(v_{fq}^* - v_{fq}) + \omega C_f v_{fd} + H i_{tq} \end{cases} \quad 3-20$$

où i_{fd}^* et i_{fq}^* sont les valeurs de consigne de courant d'inductance d'axe d et q, respectivement; v_{fd}^* et v_{fq}^* sont les valeurs de la commande de tension ; ω est la fréquence du microréseau ; k_{pv} et k_{iv} sont les paramètres proportionnel et intégral du régulateur PI pour le contrôle de la tension ; C_f représente la capacité du filtre et H est le gain anticipatif du courant. La Figure 3-4 (a) montre le schéma de principe de la boucle de contrôle de la tension qui a pour objectif le contrôle de la tension à la sortie du convertisseur source de tension. Il convient de noter que dans la boucle de contrôle de la tension, tous les signaux de la boucle anticipative et la boucle de retour sont des quantités continues. Le contrôle de la boucle de la tension est réalisé par les étapes suivantes :

1. Les références de la tension v_{fd}^* et v_{fq}^* des deux axes d et q sont comparée à leurs valeurs de tension mesurées v_{fd} et v_{fq} par les équations suivante $e_{vd} = v_{fd}^* - v_{fd}$ et $e_{vq} = v_{fq}^* - v_{fq}$, respectivement.
2. L'erreur entre les deux valeurs de tension e_{vd} et e_{vq} des deux axes d et q passe par le contrôleur de la boucle de contrôle externe qui est représenté par le système $K_v(s)$ afin de générer u_{vd} et u_{vq} .
3. Les deux composantes i_{fd}^* et i_{fq}^* des axes directs et en quadrature de l'onduleur source de tension sont construites par $i_{fd}^* = u_{vd} + i_{vd} + i_{td}$ et $i_{fq}^* = u_{vq} + i_{vq} + i_{tq}$ d'où i_{vd} et i_{vq} sont deux signaux anticipatifs qui permettent le découplage de la boucle de contrôle entre les deux tensions d'axe directe v_{fd} et en quadrature v_{fq} . i_{td} et i_{tq} sont les deux signaux anticipatifs ajoutés pour atténuer les effets de la dynamique de la charge sur v_{fd} et v_{fq} .

3.2.3.1 Synthèse du contrôleur de la boucle de tension

La fonction de transfert de la boucle de tension d'axe d est la suivante :

$$\frac{v_{fd}(s)}{i_{fd}(s) - i_{td}(s)} = \frac{1}{C_f s} \quad 3-21$$

Pour le contrôle de la tension, les propriétés suivantes sont souhaitables :

- 1) une réponse transitoire rapide avec un dépassement minimal,
- 2) un contrôle précis de la tension,
- 3) une erreur statique nulle en régime permanent,
- 4) moins de sensibilité face aux incertitudes paramétriques du système.

D'après la Figure 3-6, on peut citer les mêmes remarques que pour la boucle de courant : les contrôleurs correspondants peuvent être identiques.

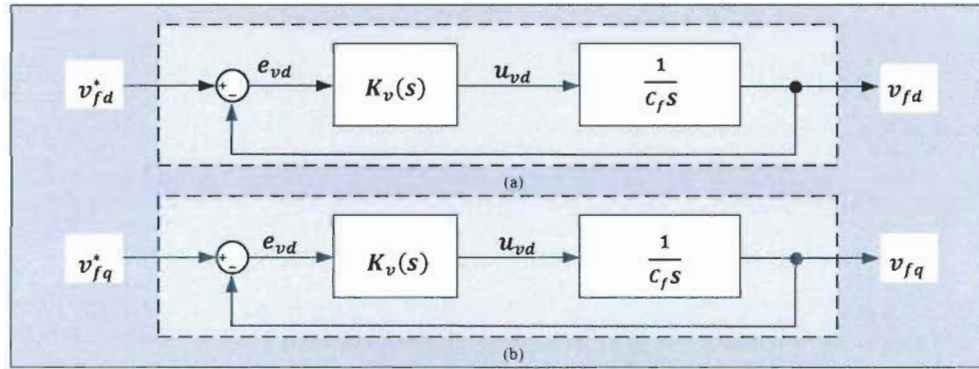


Figure 3-6 Schéma de contrôle de la tension en boucle fermée

La fonction de transfert du régulateur PI de la tension est :

$$K_v(s) = k_{vp} + \frac{k_{vi}}{s} \quad 3-22$$

À partir du schéma fonctionnel de la Figure 3-6, la fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle de tension est comme suit :

$$\frac{u_d}{u_d^*} = \frac{1}{C_f} \frac{k_{vi} + k_{vp}s}{s^2 + \frac{k_{vp}}{C_f}s + \frac{k_{vi}}{C_f}} \quad 3-23$$

De manière identique au processus de conception du contrôleur de la boucle de courant, le facteur d'amortissement pour la boucle de tension est $\xi_v = \frac{k_{vp}/C_f}{2\sqrt{k_{vi}/C_f}}$, et la pulsation naturelle d'oscillation pour la boucle de tension est $\omega_{nv}^2 = k_{vi}/C_f$.

Ainsi, les paramètres du régulateur de tension peuvent être conçus comme suit :

$$\begin{cases} k_{vi} = C_f \omega_{nv}^2 \\ k_{vp} = 2\xi_v C_f \omega_{nv} \end{cases} \quad 3-24$$

ξ_v est défini comme $\sqrt{2}/2$ et généralement ω_{nv} est choisi comme $\omega_s/500$.

3.3 Modélisation mathématique des incertitudes des boucles tension/courant

Le modèle mathématique d'un système est encore un rapprochement des systèmes réels; c'est pourquoi nous introduisons le terme d'incertitude, qui est toujours présent tant dans les signaux que dans les modèles. L'incertitude se réfère aux différences ou aux erreurs entre les modèles mathématiques et les systèmes réels. Ainsi, ce modèle mathématique sera appelé *modèle aléatoire = modèle nominal + les incertitudes liées*. Ces incertitudes peuvent être dues à plusieurs raisons, telles que la linéarisation, la modélisation, à partir de données d'entrée / sortie bruyantes, l'identification des systèmes, différentes conditions de fonctionnement, les non-linéarités dans les actionneurs et les capteurs, la saturation actionneur / capteur, la défaillance actionneur / capteur, la détérioration du matériel au fil du temps, et de l'incertitude dans les composants selon le fabricant. Les perturbations dues à l'incertitude du modèle peuvent déstabiliser un système.

L'approche de l'incertitude dans les composants selon le fabricant est retenue dans notre étude. Elle traite la modélisation des incertitudes du convertisseur de puissance pour les DG avec un filtre composé d'une inductance-condensateur-inductance (LCL). Cette approche est un point clé pour la conception d'un excellent système de commande robuste. En raison de la présence du filtre LCL et la prise en compte de l'incertitude paramétrique, la structure de contrôle devient plus compliquée, car le système est constitué de deux boucles en cascade (tension/courant). La méthode de modélisation des incertitudes du convertisseur de puissance pour les DG est basée sur l'incertitude paramétrique standard pour définir les fonctions de transfert du modèle comme incertain. Dans notre cas d'étude, les incertitudes

sur le modèle du DG peuvent inclure les incertitudes dans les composants passifs et leur résistance série équivalente (ESR) [98] :

- Pour les composants passifs : la variation de l'inductance L_{lf} peut-être d'environ $\pm 40\%$ de la valeur nominale, et des condensateurs C_f est de l'ordre de $\pm 40\%$.
- Pour les éléments parasites (ESR): l'incertitude dépend de la fabrication de L_{lf} et C_f , ces variations peuvent être de $\pm 50\%$ des valeurs nominales.
- Enfin, l'incertitude de la tension d'entrée ou de la source de ligne qui peut être d'environ $\pm 40\%$ de la valeur nominale.

Les paramètres incertains du filtre peuvent être représentés comme suit :

$$\begin{cases} R_{lf} = \bar{R}_{lf}(1 + p_R\Delta_R) \\ L_{lf} = \bar{L}_{lf}(1 + p_L\Delta_L) \\ C_f = \bar{C}_f(1 + p_C\Delta_C) \end{cases} \quad 3-25$$

où \bar{R}_{lf} , \bar{L}_{lf} et \bar{C}_f sont les valeurs nominales de R_{lf} , L_{lf} et C_f respectivement; Δ_R, Δ_L et Δ_C représentent les perturbations possibles sur ces paramètres; p_R, p_L et $p_C \in [-1,1]$ représentent l'écart maximal entre le système réel et le modèle mathématique.

3.3.1 Incertitudes paramétriques pour la boucle de courant

Pour concevoir le modèle SISO du système incertain d'axe d , nous tirons en premier, de l'équation (3-12) (découplage idéal) l'expression suivante :

$$\dot{I}_{fd} = \frac{dI_{fd}}{dt} = L_{lf}^{-1} \left(\frac{V_{do}}{(E_d - V_d)} - R_{lf}I_{fd} \right) \quad 3-26$$

$$L_{lf}^{-1} = \left(\bar{L}_{lf}(1 + p_L\Delta_L) \right)^{-1}$$

$$= \bar{L}_{lf}^{-1} - p_L \Delta_L \bar{L}_{lf}^{-1} (1 + p_L \Delta_L)^{-1} \quad 3-27$$

Définissons $M_L = \begin{bmatrix} -p_L & \frac{1}{\bar{L}_{lf}} \\ -p_L & \frac{1}{\bar{L}_{lf}} \end{bmatrix}$.

De même, le paramètre R_{lf} peut être représenté comme une partie supérieure LFT dans Δ_R .

$$R_{lf} = F_u(M_R, \Delta_R) \text{ avec } M_R = \begin{bmatrix} 0 & \bar{R}_{lf} \\ p_R & \bar{R}_{lf} \end{bmatrix}.$$

La transformation fractionnelle linéaire (LFT) [99] est introduite pour modéliser l'axe d du courant avec des incertitudes réelles $\Delta L, \Delta R$, comme le montre la Figure 3-7, et nous désignons les entrées et sorties de ΔL et ΔR comme Y_L , et Y_R, U_L et U_R , respectivement.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ Y_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -p_L & \frac{1}{\bar{L}_{lf}} \\ -p_L & \frac{1}{\bar{L}_{lf}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_L \\ V_{d0} - V_R \end{bmatrix} \quad 3-28$$

$$\begin{bmatrix} Y_R \\ V_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \bar{R}_{lf} \\ p_R & \bar{R}_{lf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ I_d \end{bmatrix} \quad 3-29$$

Nous choisissons la variable d'état x_1 et la sortie Y comme suit : $x_1 = Y = I_d$ et $\dot{x}_1 = \dot{I}_d$

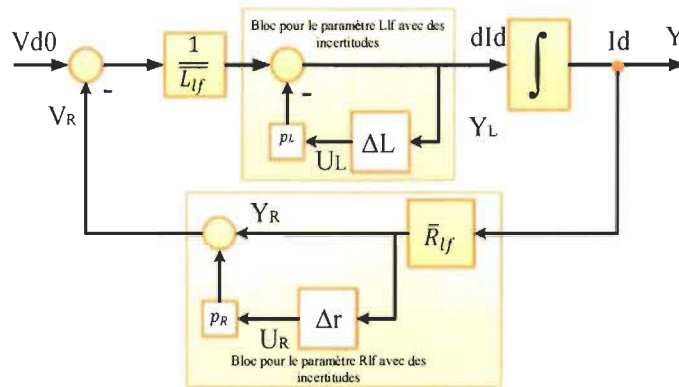


Figure 3-7 Schéma détaillé du courant avec paramètres incertains : représentation LFT

En utilisant le diagramme détaillé de la Figure 3-7, nous pouvons établir les équations qui régissent le comportement dynamique du système, comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ Y_L \\ Y_R \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-\bar{R}_{lf}}{\bar{L}_{lf}} & -p_L & \frac{-p_R}{\bar{L}_{lf}} & \frac{1}{\bar{L}_{lf}} \\ \frac{-\bar{R}_{lf}}{\bar{L}_{lf}} & -p_L & \frac{-p_R}{\bar{L}_{lf}} & \frac{1}{\bar{L}_{lf}} \\ \bar{R}_{lf} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ U_L \\ U_R \\ V_{d0} \end{bmatrix} \quad 3-30$$

$$\begin{bmatrix} U_L \\ U_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta_L & 0 \\ 0 & \Delta_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_L \\ Y_R \end{bmatrix}$$

3.3.1.1 Caractéristiques temporelle et fréquentielle du modèle incertain

La Figure 3-8 montre le modèle nominal et le comportement du modèle avec variation paramétrique de la résistance et de l'inductance dans le domaine fréquentiel (diagramme de Bode) et domaine temporel pour 20 ensembles de valeurs aléatoires.

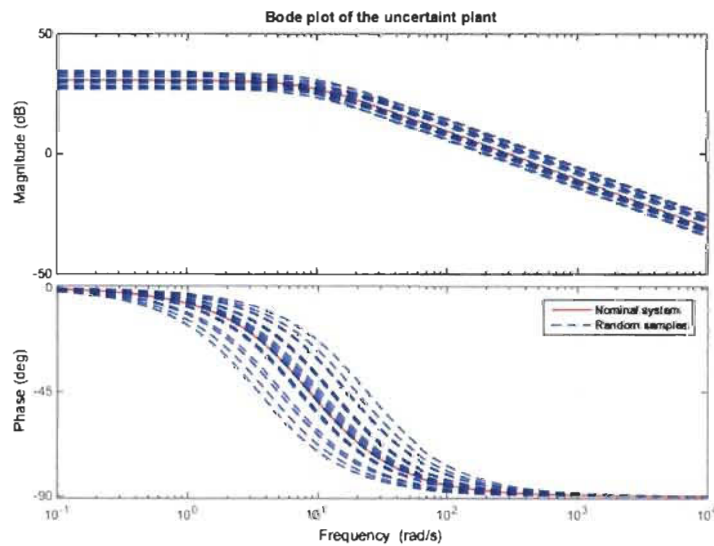


Figure 3-8 Réponses temporelles et fréquentielles de la boucle ouverte incertaine du courant

3.3.2 Incertitudes paramétriques pour la boucle de tension

Pour concevoir le modèle SISO du système incertain d'axe d , nous tirons en premier, de l'équation (3-14) (découplage idéal) l'expression suivante :

$$\dot{V}_d = \frac{dv_d}{dt} = C_f^{-1} \left(\frac{I_{d0}}{(I_{fd} - I_{td})} \right) \quad 3-31$$

$$\begin{aligned} C_f^{-1} &= \left(\bar{C}_f (1 + p_c \Delta_c) \right)^{-1} = \bar{C}_f^{-1} - \frac{p_c \Delta_c}{\bar{C}_f (1 + p_c \Delta_c)} \\ &= \bar{C}_f^{-1} - p_c \Delta_c \bar{C}_f^{-1} (1 + p_c \Delta_c)^{-1} \end{aligned} \quad 3-32$$

Définissons $M_C = \begin{bmatrix} -p_c & \frac{1}{\bar{C}_f} \\ -p_c & \frac{1}{\bar{C}_f} \end{bmatrix}$.

La transformation linéaire fractionnaire (LFT) [99] est introduite pour modéliser l'axe d de la tension avec des incertitudes réelles ΔC , comme représenté sur la Figure 3-9, et nous désignons les entrées et sorties de ΔC comme, Y_C , et, U_C , respectivement.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_d \\ Y_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -p_c & \frac{1}{\bar{C}_f} \\ -p_c & \frac{1}{\bar{C}_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ I_{d0} \end{bmatrix} \quad 3-33$$

On choisit la variable d'état x_1 et la sortie Y comme suit : $x_1 = Y = V_d$ et $\dot{x}_1 = \dot{V}_d$

En utilisant le diagramme détaillé de la Figure 3-9 nous pouvons établir les équations qui régissent le comportement dynamique du système comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ Y_C \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -p_c & \frac{1}{\bar{C}_f} \\ 0 & -p_c & \frac{1}{\bar{C}_f} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ V_C \\ I_{d0} \end{bmatrix} \quad 3-34$$

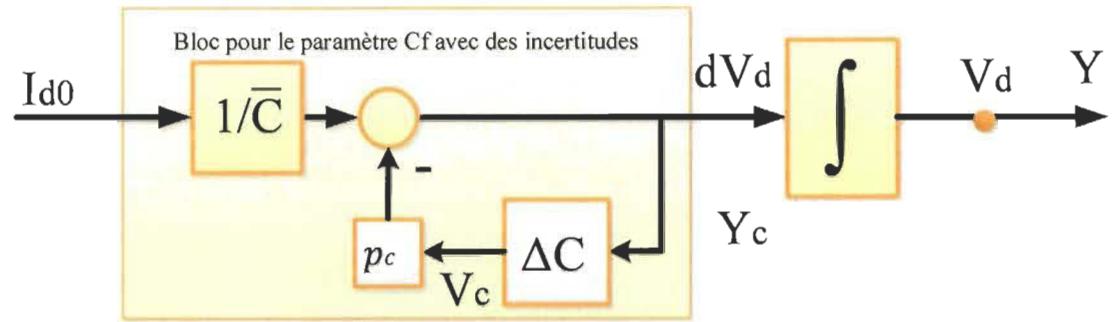


Figure 3-9 Schéma détaillé de la boucle de tension avec des paramètres incertains

3.3.2.1 Caractéristiques temporelle et fréquentielle du modèle incertain

La Figure 3-10 montre le modèle nominal et le comportement du modèle avec variations paramétriques de la capacité pour 50 valeurs aléatoires.

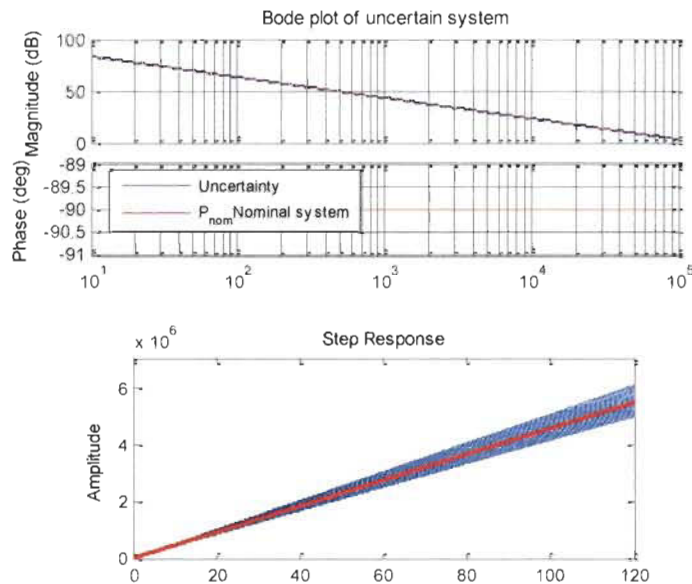


Figure 3-10 Réponses temporelles et fréquentielles de la boucle ouverte incertaine de la tension

3.4 Analyse temporelle et fréquentielle des deux boucles en cascade

La conception des contrôleurs pour les systèmes doit tenir compte de quatre étapes essentielles afin de valider le contrôleur. Elles sont répétées pour chaque système, même si les problèmes qui se posent à chacun sont différents. Ces étapes sont formulées comme suit.

3.4.1 Stabilité nominale (NS)

La stabilité nominale est indispensable pour chaque système de commande. Elle permet de façonner la réponse du système à une référence donnée et obtenir (ou garder) le système nominal (aucun modèle d'incertitude) stable en boucle fermée, avec les performances souhaitées, tout en minimisant les effets des perturbations et des bruits de mesure et en évitant ou gérant la saturation des actionneurs malgré les incertitudes de modélisation, les changements des paramètres ou le changement du point de fonctionnement. On distingue deux définitions pour la stabilité nominale :

- La stabilité externe exige que toute entrée bornée r devra produire une sortie bornée y , connue encore sous le nom stabilité au sens EBSB (en anglais BIBO).
- La stabilité interne est plus large et exige que tout signal injecté en n'importe quel point de la boucle génère une réponse bornée en tout autre point.

En termes de fonctions de transfert caractéristiques, la stabilité externe se traduit par la stabilité de la sensibilité complémentaire T , tandis que la stabilité interne requiert la stabilité des quatre fonctions de transfert S, T, KS et GS souvent appelées la bande des quatre. Ainsi, il est possible d'analyser la stabilité à partir de la bande des quatre fonctions de transfert (voir Figure 3-11) :

1. La fonction de sensibilité : elle représente l'influence de perturbation sur les

sorties mesurées
$$S(s)_{n \rightarrow y} = \frac{1}{(1+GK)}$$

2. La fonction de sensibilité complémentaire
$$T(s)_{r \rightarrow y} = \frac{GK}{(1+GK)}$$

3. La fonction de sensibilité au bruit (ou fonction de sensibilité de sortie) : la

réponse de u au bruit de mesure n est caractérisée par :
$$S_u(s)_{n \rightarrow u} = \frac{KS(s)}{(1+GK)} = \frac{K}{(1+GK)}$$

4. La fonction de sensibilité à la perturbation de charge (ou fonction de sensibilité d'entrée): la réponse de y à la perturbation de charge d est caractérisée par :

$$S_i(s)_{d \rightarrow y} = \frac{GS(s)}{(1+GK)} = \frac{G}{(1+GK)}$$

L'exigence de la stabilité nominale est implicitement incluse dans l'exigence de performance nominale.

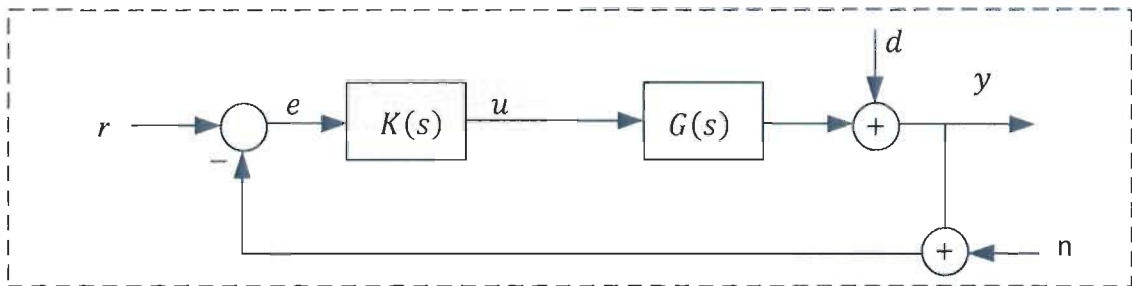


Figure 3-11 Boucle de contrôle générale

3.4.2 Performance nominale (NP)

Pour qu'un système soit nominalement stable, cela implique que le contrôleur K stabilise le système lorsque l'incertitude est absente. La performance nominale est atteinte lorsque les objectifs de performance du système, sans incertitude, sont atteints : rejet des perturbations et suivi de consigne avec le modèle nominal (aucun modèle d'incertitude).

Compte tenu de l'interprétation des fonctions, S et T , il est clair que le correcteur K à synthétiser doit chercher à satisfaire maintes exigences :

- *Rejet de perturbations* : revient à minimiser la fonction de sensibilité S_y , soit $\bar{\sigma}(S_y) = \bar{\sigma}((I + GK)^{-1}) = \frac{1}{\underline{\sigma}(I+GK)} \leq \frac{1}{\underline{\sigma}(GK)}$ et ainsi la norme $\|S_y\|_{\infty}$ de doit être la plus faible possible.
- *Poursuite du signal de référence* : la poursuite idéale de la référence r par la sortie y entraîne une fonction de sensibilité minimale. Cette condition rejoint celle du rejet des perturbations en sortie.
- *Rejet des bruits de mesure* : le bruit de mesure ne doit pas provoquer des agitations excessives de la commande, ainsi pour réduire l'effet des bruits de mesure il faut que la sensibilité complémentaire soit le plus faible possible et donc minimiser $\bar{\sigma}(T_y)$.
- *Limitation de l'énergie de commande* : Les commandes seront d'autant plus réduites que la norme de la matrice KS l'est. Or, en pratique $T = GKS$; comme G est fixe, réduire $\bar{\sigma}(KS)$ sera équivalent à réduire T . On se retrouve alors dans la même condition que celle du rejet de bruits de mesure.

3.4.2.1 Réponses temporelle et fréquentielle de la bande des quatre pour la boucle de courant

A. Réponse fréquentielle

La Figure 3-12 montre la réponse fréquentielle de la bande des 4 pour le contrôle de la boucle de courant en système SISO avec un contrôleur classique de type PI.

Dans cette étude, les fonctions (S, T, SGI, et KS) sont données pour le système nominal (sans incertitudes). D'après la courbe de la fonction de sensibilité, on observe que la boucle de courant SISO possède de bonnes caractéristiques pour le rejet de perturbations à la sortie du système avec le contrôleur classique PI, car l'amplitude de la sensibilité est faible dans les basses fréquences et un gain maximal $M_s = 0.00021$ à peu près égal $0dB$. Pour la fonction de sensibilité complémentaire, l'amplitude maximum est $M_t = 1,7dB$. Avec une largeur de bande petite dans les hautes fréquences ce qui permet d'atténuer le bruit dans le signal de sortie.

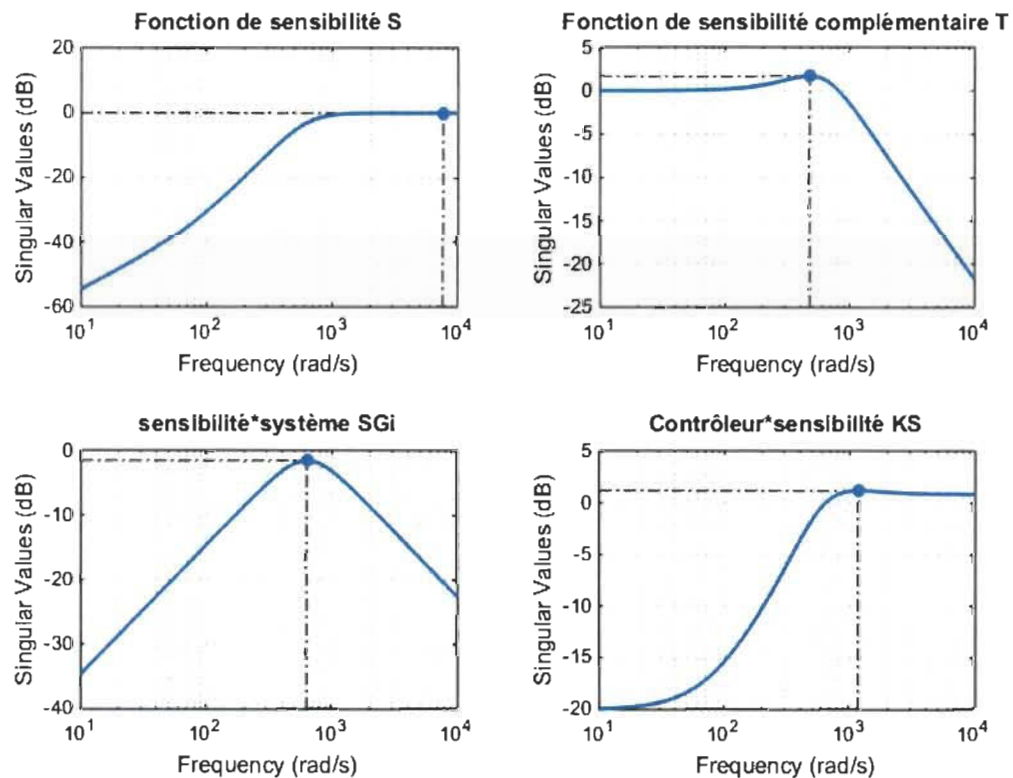


Figure 3-12 Réponse fréquentielle de la bande des 4 : S, sensibilité ; T sensibilité complémentaire ; SGI, sensibilité* système ; et KS, sensibilité du contrôleur * sensibilité pour la boucle de courant

La réponse fréquentielle de l'amplitude de la sensibilité * système possède une faible amplitude dans les basses fréquences ce qui conduit à un rejet de perturbations à l'entrée du système. Et pour finir, la réponse fréquentielle de l'énergie du contrôleur permet une atténuation du bruit en haute fréquence.

B. Réponse temporelle

La Figure 3-13 montre la simulation de la réponse indicielle de la boucle de courant contrôlée par un régulateur PI. À partir de cette figure, on observe que le dépassement est d'environ 17.5%. Le temps de montée est d'environ 1,5 ms et le temps d'établissement est un peu moins de 8 ms, ce qui constitue une réponse acceptable.

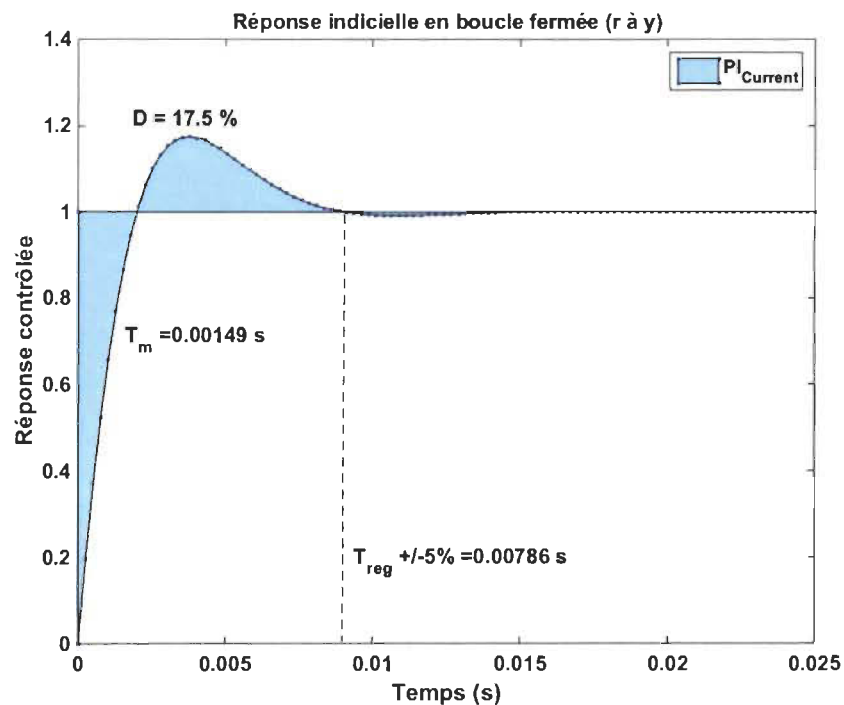


Figure 3-13 Réponse indicielle de la boucle de courant

La Figure 3-14 montre la réponse indicielle de la bande des 4 pour la boucle de courant. Les résultats dans le domaine temporel confirment les résultats des courbes obtenues dans le domaine fréquentiel.

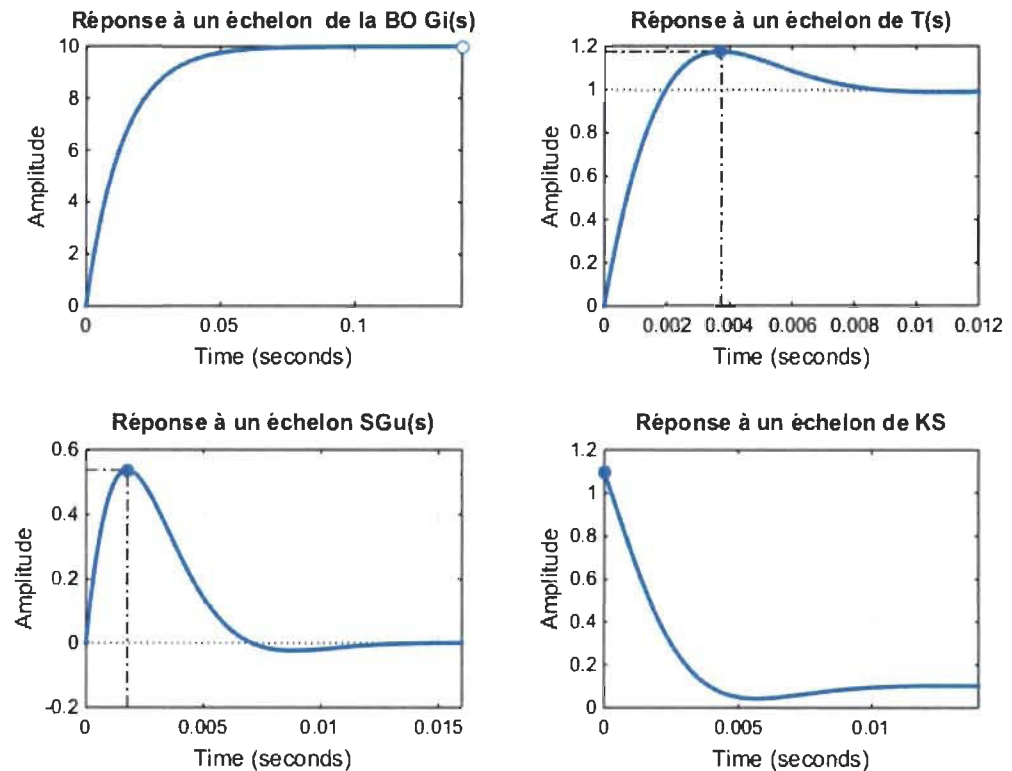


Figure 3-14 Réponse temporelle de la bande des 4 pour la boucle de tension

3.4.2.2 Réponse temporelle et fréquentielle de la bande des 4 pour la boucle de tension

A. Réponse fréquentielle

La Figure 3-15 montre la réponse fréquentielle de la bande des 4 pour le contrôle de la boucle de tension en système SISO avec un contrôleur classique de type PI. Dans cette

étude, les fonctions (S, T, SGI, et KS) sont données pour le système nominal (sans incertitudes).

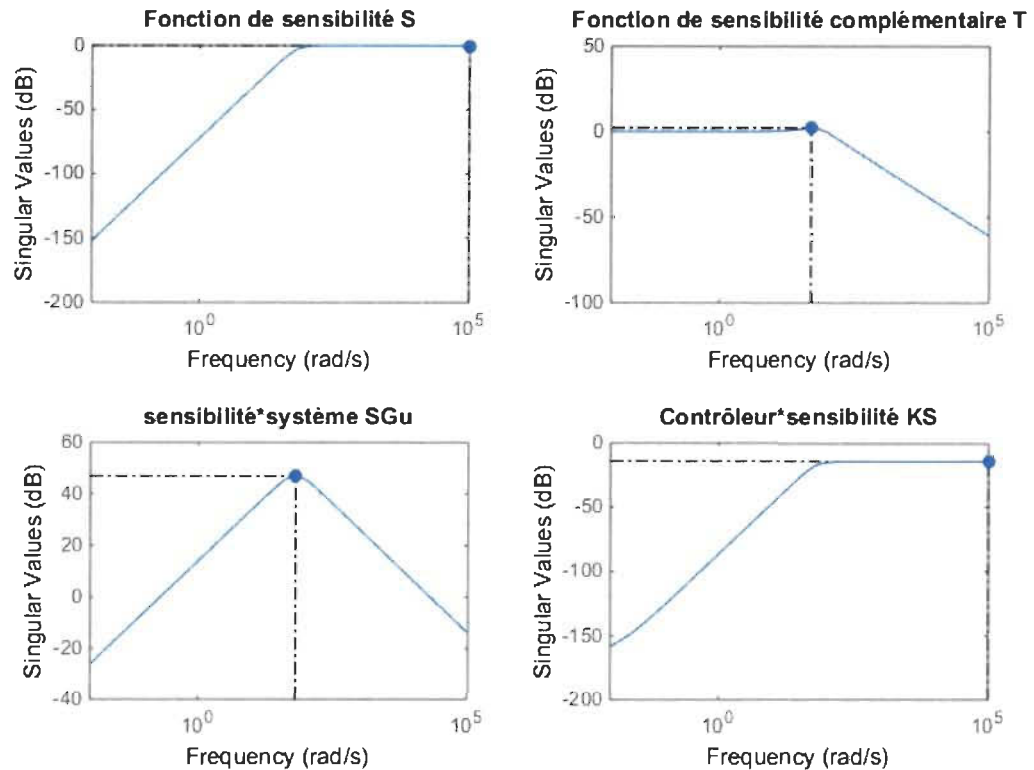


Figure 3-15 Réponse fréquentielle de la bande des 4 : S, sensibilité ; T sensibilité complémentaire ; SGI, sensibilité* système ; et KS, sensibilité du contrôleur * sensibilité pour la boucle de tension

D'après la courbe de la fonction de sensibilité, on observe que la boucle de tension SISO possède de bonnes caractéristiques pour le rejet de perturbations à la sortie du système avec le contrôleur classique PI, car l'amplitude de la sensibilité est faible dans les basses fréquences et un gain maximal $M_s \approx 0$ dB. Pour la fonction de sensibilité complémentaire, l'amplitude maximum est $M_t = 2,09$ dB. Avec une largeur de bande basse dans les hautes fréquences ce qui permet d'atténuer le bruit dans le signal de sortie.

La réponse fréquentielle de l'amplitude de la sensibilité * système possède une faible amplitude dans les basses fréquences. Et pour finir, la réponse fréquentielle de l'énergie du contrôleur permet une atténuation du bruit en haute fréquence.

B. Réponse temporelle

La Figure 3-16 montre la réponse indicielle en boucle fermée de la boucle de tension contrôlée par un régulateur PI. On remarque que le comportement en boucle fermée est très satisfaisant avec un dépassement de la réponse d'environ 20.8%.

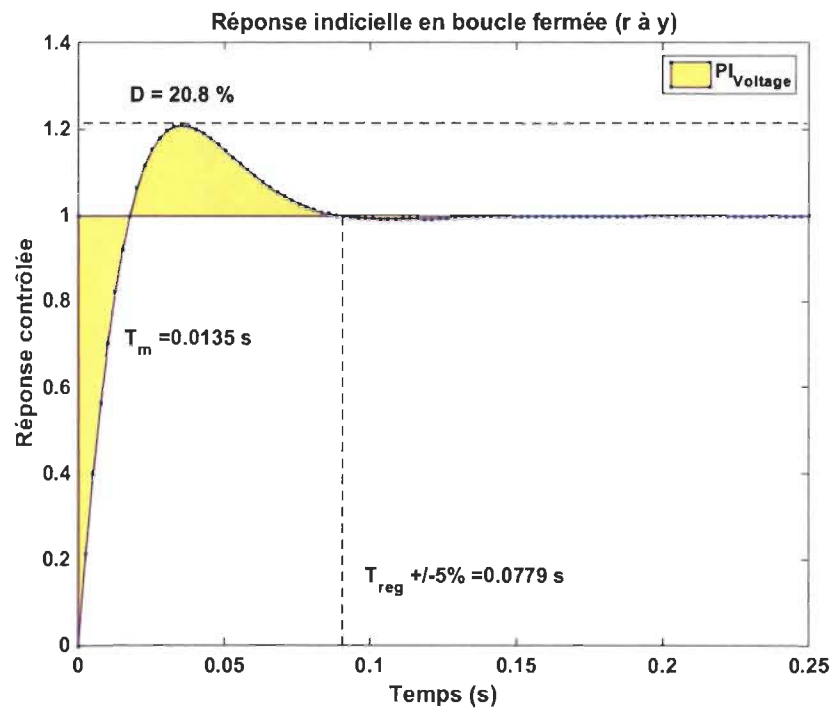


Figure 3-16 Réponse indicielle de la boucle de tension

La Figure 3-17 montre la réponse indicielle de la bande des 4 pour la boucle de tension, les résultats dans le domaine temporel confirment les résultats des courbes obtenues dans le domaine fréquentiel.

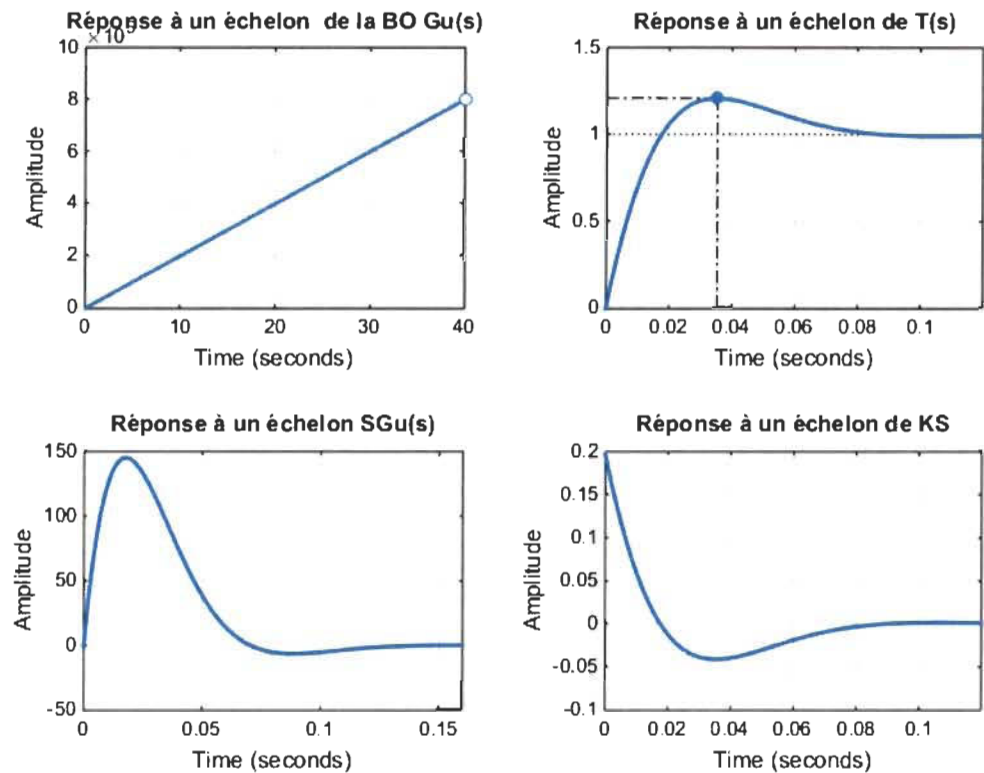


Figure 3-17 Réponse temporelle de la bande des 4 pour la boucle de tension

3.4.3 Stabilité robuste (RS)

La stabilité est dite robuste si, en plus du modèle nominal, la stabilité est garantie pour toutes les perturbations sur le modèle nominal du système, jusqu'au pire cas des incertitudes du modèle. Les conditions de stabilité robuste pour des incertitudes de type additives ou multiplicatives sont présentées dans le Tableau 3-1.

La simulation de Monte Carlo est une méthode qui permet d'explorer la sensibilité d'un système physique ou mathématique complexe simulé dans une boucle par des paramètres variant dans des contraintes statistiques. Les résultats de la simulation sont analysés afin de

déterminer les caractéristiques du système. La méthode de Monte Carlo permet d'évaluer deux mesures statistiques importantes qui définissent les variations des performances :

- L'histogramme de leur distribution
- Le rendement paramétrique.

Tableau 3-1 Conditions de stabilité robuste pour différentes incertitudes

	Incertitudes multiplicatives		Incertitudes additives
	En sortie	En entrée	
$P(s) =$	$-GK(I_p + GK)^{-1} = -KT_y$	$-KG(I_m + GK)^{-1} = -KT_u$	$-K(I_p + GK)^{-1} = -KS_y$
Condition de stabilité $\forall \omega \in \mathbb{R}$	$\bar{\sigma}(\Delta(j\omega))\bar{\sigma}(T_y) < 1$	$\bar{\sigma}(\Delta(j\omega))\bar{\sigma}(T_u) < 1$	$\bar{\sigma}(\Delta(j\omega))\bar{\sigma}(KS_y) < 1$
$\ \Delta\ _\infty < \delta$	$\Rightarrow \ T_y\ _\infty < \frac{1}{\delta}$	$\Rightarrow \ T_u\ _\infty < \frac{1}{\delta}$	$\Rightarrow \ KS_y\ _\infty < \frac{1}{\delta}$

La Figure 3-18, présente l'analyse de Monte Carlo de la fonction de sensibilité du système nominal + incertitudes paramétriques pour la boucle de courant avec le contrôleur classique PI.

La stabilité robuste du système incertain en boucle fermée peut être vérifiée avec la fonction `robuststab()` dans Matlab :

$$[stabmarg, desgtabu, report, info] = robuststab(sys)$$

Si la marge de stabilité robuste dépasse 1, le système incertain est stable pour toutes les valeurs de son incertitude modélisée. Et inversement, si la marge de robustesse de stabilité est inférieure à 1, les valeurs acceptables des éléments incertains, dans les limites spécifiées, conduisent à l'instabilité (Balas 2009). Et ainsi on obtient pour la boucle de courant :

StabMarg =

LowerBound: 1.6661

UpperBound: 1.6687

DestabilizingFrequency: $3.1416e + 05$

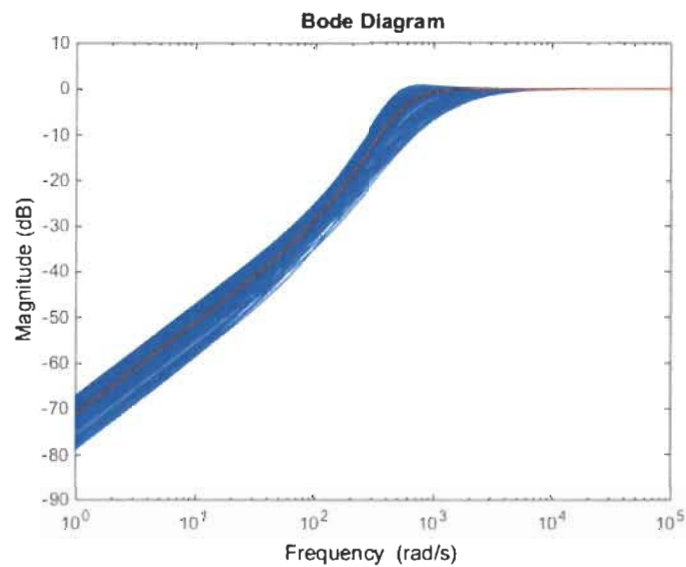


Figure 3-18 Analyse Monte Carlo de la sensibilité pour le système nominal + incertitudes pour la boucle de courant

Structure des valeurs des éléments incertains qui provoquent l'instabilité : *Udestab* =

L: $1.1841e - 05$; *L_{cmpxfy}*: $- 1.1832e - 05 + 3.5031e - 06i$;

R: 0.0013; *R_{cmpxfy}*: $- 0.0004 - 0.0013i$

Les marges de robustesse de stabilité sont supérieures à 1, donc le système incertain est robustement stable face à l'incertitude modélisée. Le troisième rapport d'argument de sortie donne une description des résultats d'analyse de robustesse.

- Il peut tolérer jusqu'à 167% de l'incertitude modélisée.

- Une combinaison déstabilisante de 167% de l'incertitude modélisée a été trouvée à la fréquence de 3.14×10^5 rad/seconds.

La sensibilité par rapport aux éléments incertains est :

- 'L' est 99%. En augmentant 'L' par 25% conduit à la diminution de la marge de 25%
- 'L_cmpxfy' est 28%. En augmentant 'L_cmpxfy' par 25% conduit à la diminution de la marge de 7%.
- 'R' est 63%. En augmentant 'R' par 25% conduit à la diminution de la marge de 16%
- 'R_cmpxfy' is 31%. En augmentant 'R_cmpxfy' par 25% conduit à la diminution de la marge de 8%.

Nous pouvons donc conclure que le système obtenu est stable pour les incertitudes de paramètres.

3.4.4 Performance robuste (RP)

Le système en boucle fermée satisfait le critère de robustesse en performance si le système répond aux spécifications de performance pour une classe d'incertitudes structurées ou non structurées du système appliquée sur le modèle nominal, jusqu'au pire cas d'incertitude du modèle.

La performance du système nominale stable pourrait se dégrader pour certaines valeurs des paramètres incertains. Il est donc raisonnable de définir les marges de performance robustes. Dans ce but, il est commode d'utiliser la fonction `Robustperf()` de Robust Control Toolbox™:

$$[perfmarg, perfmargunc, report] = robustperf(sys)$$

Et pour le modèle du système incertain de boucle de courant on obtient :

LowerBound: 0.9147

UpperBound: 0.9186

CriticalFrequency: 783.2664

La marge 0.9147 signifie que pour toutes les valeurs d'éléments incertains qui s'éloignent de moins de 0.9147 unités normalisées de leurs valeurs nominales, le gain entrée / sortie reste inférieur à $1 / 0.9147 = 1.0933 \approx 1.1$. *CriticalFrequency* est une Fréquence à laquelle la marge de performance robuste minimale se produit.

La structure des valeurs d'éléments incertains qui causent une influence critique sur la robustesse de la performance est: $L: 0.0021$; $L_{cmpxfy}: 2.6607e - 06 + 6.9485e - 06i$; $R: 0.0682$; $R_{cmpxfy}: -7.7206e - 04 + 2.9563e - 04i$.

En ce qui concerne la stabilité robuste, voici l'information provenant du rapport de l'argument de la fonction sur la performance robuste (marge est 0.9147):

- Le compromis entre l'incertitude du modèle et le gain du système est équilibré à un niveau de 91,5% de l'incertitude modélisée.
- Un modèle d'incertitude de 91,9% peut conduire à un gain d'entrée / sortie de 1,09 à 783 rad / secondes

La sensibilité par rapport à l'élément incertain est :

- 'L' est 23%. En augmentant, 'L' par 25% conduit à la diminution de la marge de 6%.
- 'L_cmpxfy' est 0%. En augmentant 'L_cmpxfy' par 25% conduit à la diminution de la marge de 0%.
- 'R' est 6%. En augmentant, 'R' par 25% conduit à la diminution de la marge de 2%.

- 'R_cmpxfy' est 0%. En augmentant 'R_cmpxfy' par 25% conduit à la diminution de la marge de 0%.

De la même manière, on refait l'étude pour la boucle de tension et on obtient les mêmes commentaires en ce qui concerne la stabilité robuste et la performance robuste.

3.5 Résultats de simulations

3.5.1 Description de la simulation

Le schéma de simulation du DG alimentant des charges utilisé pour évaluer la performance du système de contrôle multi boucle proposé dans le cadre du fonctionnement d'un système DG est présenté dans la Figure 3-19. Les simulations du générateur distribué sont effectuées sur un système d'une puissance de 18.75kVA, 208 V, 60 Hz. Toutes les simulations ont été réalisées dans MATLAB / Simulink (R2014b). Le solveur ode23tb (stiff / TR-BDF2) a été appliqué, en raison de sa bonne précision et sa stabilité. L'onduleur triphasé à base de RT-EVENTS d'OPAL-RT Technologies sous environnement MATLAB est mis en œuvre pour vérifier le schéma de contrôle proposé en cascade. Le pas du temps de calcul a été fixé à 20 μ s. L'onduleur est interfacé par un bus de tension DC. Pour des raisons de simplicité dans cette étude, l'onduleur est alimenté par une source de tension de bus CC de 500V supposée idéale (sans variations de tension), qui émule les effets combinés d'un moteur primaire et d'un stockage d'énergie. Les paramètres LC du filtre côté courant alternatif sont $L_{lf} = 3,4 \text{ mH}$, $R_{lf} = 28,8 \text{ m}\Omega$ et $C_f = 100 \mu\text{F}$. Le filtre de sortie est de $R_t = 18.6 \text{ m}\Omega$ et $L_t = 1.7 \text{ mH}$. Le DG est testé en mode de fonctionnement autonome. La fréquence d'échantillonnage de la fréquence de commutation PWM est de 2 kHz.

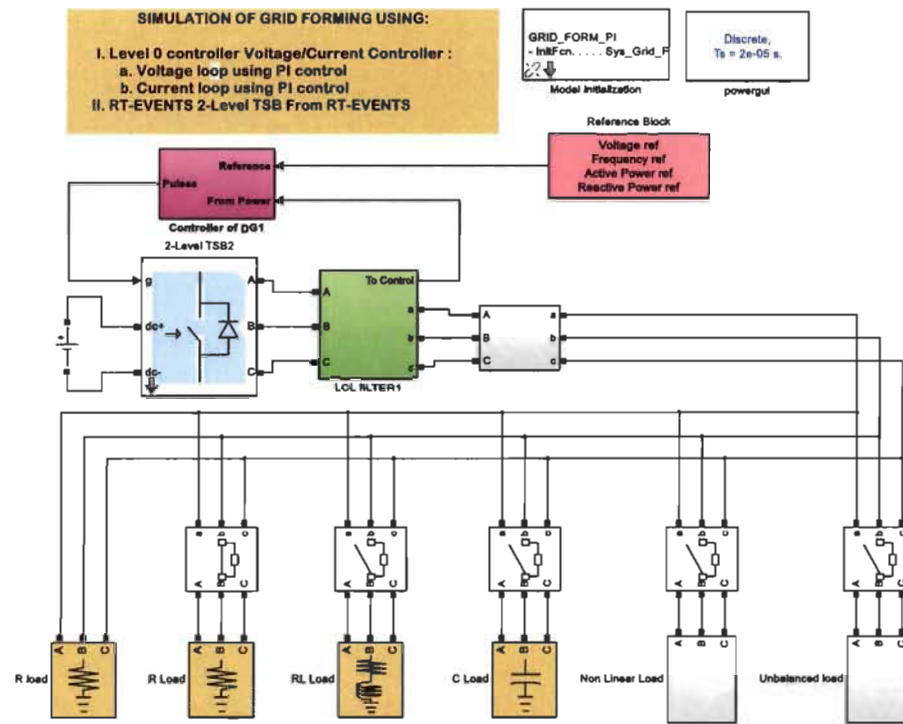


Figure 3-19 Modèle de simulation d'un convertisseur de type 'Grid-Forming' alimentant une charge

3.5.2 Test avec différentes charges

Les résultats de simulation pour une charge résistive et une charge résistive inductive sont présentés sur la Figure 3-20. Pour la charge résistive, à l'instant $t=0.8s$ on déconnecte une charge $Ch2 = 3kW$ ensuite la $Ch2$ est connectée à $t=1s$. Pour la charge RL, une charge de $4kW$ et $2kVAR$ est connectée à l'instant $t=1.2s$ et déconnecté à l'instant $t=1.4s$. À partir de ces deux tests, on observe que la tension atteint le régime permanent après $0.15s$ avec un régime transitoire assez lent avec des dépassements.

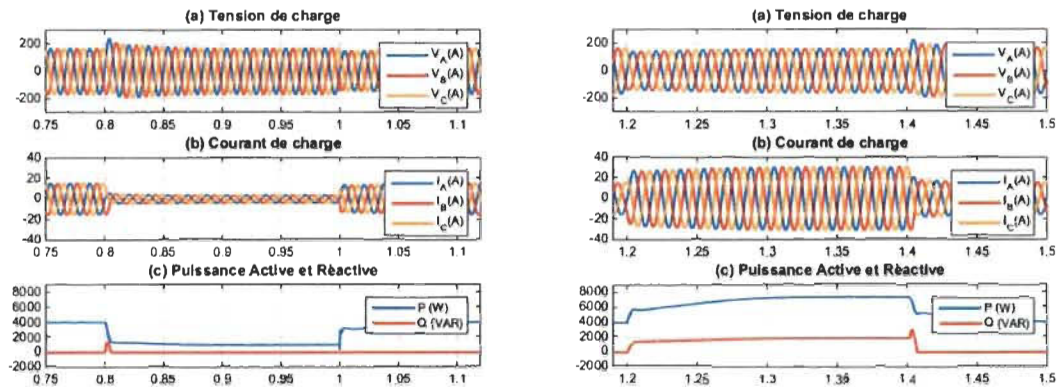


Figure 3-20 Résultats de simulation pour une charge résistive à gauche et une charge RL à droite

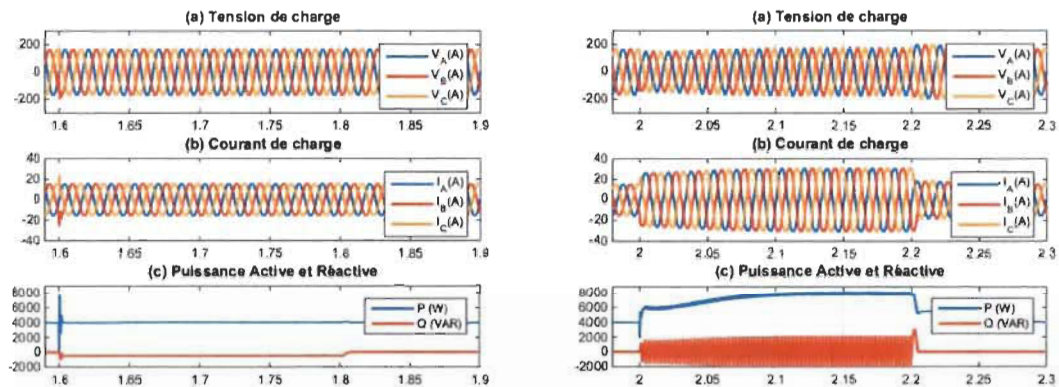


Figure 3-21 Résultats de simulation pour une charge résistive-capacitive à gauche et une charge non linéaire à droite

Les résultats de simulation pour une charge résistive capacitive et non linéaire sont présentés sur la Figure 3-21. D'après les figures, on observe que le contrôleur se comporte parfaitement avec la charge RC, mais avec la charge non linéaire le temps de réponse du contrôleur est assez lent pour atteindre le régime permanent.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, un schéma de commande d'un générateur distribué connecté à des charges par le filtre LCL est proposé. La méthode de contrôle des deux boucles en cascade a été présentée en détail ainsi que la conception du contrôleur PI par la méthode de placement des pôles pour les deux boucles. Le convertisseur source de tension commandé en tension est développé sur la base de Park, dans laquelle la stabilité dynamique et les performances du système de commande sont analysées dans le domaine temporel et fréquentiel avec le système nominal de la boucle de courant et de tension et le système incertain avec variations paramétriques. On constate qu'en absence de perturbations, le système en boucle fermée obtient une performance nominale ($\mu < 1$); mais il ne satisfait pas le critère de performance robuste qui est nécessaire pour obtenir un niveau de performance satisfaisant même en présence d'incertitudes dans le système, ce qui nous pousse à étudier un contrôleur assurant la robustesse dans le chapitre suivant et de comparer les résultats du contrôleur classique PI avec les résultats du nouveau contrôleur robuste à 3DOF.

Chapitre 4 - Contrôle robuste multiboucle d'un générateur distribué en mode autonome

La théorie du contrôle comprend différentes méthodes de contrôle. Dans les techniques de contrôle classiques, un modèle fixe du système est utilisé avec une méthode de contrôle basée sur une comparaison des résultats obtenus avec les données initiales (valeurs de référence). Au cours des dernières décennies, la robustesse a été reconnue comme une question clé dans l'analyse et la conception des systèmes de contrôle. Un ensemble de méthodes et d'algorithmes a été développé pour résoudre le problème de la synthèse robuste (contrôle H_∞ , contrôle H_2 , méthode LTR 'récupération de transfert en boucle', méthode QFT 'théorie quantitative de rétroaction', contrôle robuste en utilisant le théorème de Kharitonov, etc.).

L'objectif principal de ce chapitre est la conception des contrôleurs robustes basés sur la méthode H_∞ , ces contrôleurs sont appliqués pour les deux boucles de tension et de courant afin de suivre une référence donnée, assurer une stabilité robuste et une performance robuste contre l'incertitude du système. Les contrôleurs synthétisés à 2DOF et 3DOF sont étudiés dans les domaines temporel et fréquentiel en termes de performance, stabilité et robustesse. Les études de simulation menées dans MATLAB / SimPowerSystems montrent l'efficacité des contrôleurs proposés.

4.1 Modèle dynamique du système tension/courant

Dans ce chapitre, les deux systèmes d'équations (boucle de tension et courant) présentés dans le chapitre précédent sont modélisés dans un référentiel stationnaire (c'est-à-dire $\alpha\beta$), qui permet un fonctionnement efficace du contrôleur dans des conditions de déséquilibres de manière naturelle. De plus, comme les axes $\alpha\beta$ sont découplés, le problème de commande d'origine MIMO est réduit à une commande de deux systèmes SISO identiques non couplés contrôlés indépendamment et de façon analogue.

4.1.1 Modèle de la boucle de courant

À partir du chapitre précédent, le modèle de la boucle interne (boucle de courant) est exprimé dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$ comme suit :

$$L_{lf} \frac{di_{\alpha\beta}(t)}{dt} = e_{\alpha\beta} - R_{lf} i_{f,\alpha\beta}(t) - v_{f,\alpha\beta}(t) \quad 4-1$$

où $e_{\alpha\beta}$, $i_{f,\alpha\beta}$ et $v_{f,\alpha\beta}$ sont la tension de sortie du DG, le courant traversant le filtre $R_{lf}L_{lf}$ côté onduleur et la tension de la capacité du filtre, respectivement. L_{lf} et R_{lf} sont l'inductance du filtre côté convertisseur et la résistance série équivalente, respectivement.

Le courant de la boucle interne est exprimé dans le domaine de Laplace comme suit :

$$I_{f,\alpha\beta}(s) = G(s).E_{\alpha\beta}(s) + G_d(s).V_{f,\alpha\beta}(s) \quad 4-2$$

Avec les fonctions de transfert $G(s) = \frac{I_{f,\alpha\beta}(s)}{E_{\alpha\beta}(s)} = \frac{1}{sL_{lf} + R_{lf}}$ et $G_d(s) = \frac{I_{f,\alpha\beta}(s)}{V_{f,\alpha\beta}(s)} = -\frac{1}{sL_{lf} + R_{lf}}$

sont la commande d'admittance de sortie et entrée en boucle ouverte, respectivement.

En termes de régulation du courant, la tension peut être considérée comme une perturbation à la sortie, d_o , décrite par

$$d_o = G_d(s) \cdot V_{f,\alpha\beta}(s) \quad 4-3$$

4.1.2 Modèle de la boucle de tension

Similairement à la section précédente, le modèle de la boucle externe (boucle de tension avec résistance d'amortissement R en parallèle avec C_f) est exprimée dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$ comme suit :

$$RC_f \frac{dv_{f,\alpha\beta}(t)}{dt} = Ri_{f,\alpha\beta} - v_{f,\alpha\beta}(t) - Ri_{t,\alpha\beta}(t) \quad 4-4$$

où $i_{t,\alpha\beta}$, $v_{f,\alpha\beta}$ et $i_{f,\alpha\beta}$ sont le courant traversant le filtre $R_t L_t$, la tension de la capacité du filtre, et le courant traversant le filtre $R_{lf} L_{lf}$ côté onduleur, respectivement.

La résistance d'amortissement passif R peut être choisie avec l'équation suivante

$$R = \frac{1}{3} X_c = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2\pi f_{res} C_f} \right) \quad 4-5$$

La tension de la boucle externe est exprimée dans le domaine de Laplace comme suit :

$$V_{f,\alpha\beta}(s) = G_c(s) \cdot I_{t,\alpha\beta}(s) + G_{dc}(s) \cdot I_{f,\alpha\beta}(s) \quad 4-6$$

Avec les fonctions de transfert $G_c(s) = \frac{V_{f,\alpha\beta}(s)}{I_{t,\alpha\beta}(s)} = \frac{R}{sRC_f + 1}$ et $G_{dc}(s) = \frac{V_{f,\alpha\beta}(s)}{I_{f,\alpha\beta}(s)} = -\frac{R}{sRC_f + 1}$

sont la commande d'admittance de sortie et d'entrée en boucle ouverte, respectivement.

4.2 Principe et définition de la commande robuste

La théorie de la commande robuste peut combiner les caractéristiques à la fois du contrôle classique, adaptatif et flou. Cette technique prend en considération l'incertitude dans son approche pour la conception du contrôleur. Ces incertitudes peuvent être causées par certains paramètres qui ne sont pas connus avec précision dans le système, ou peuvent

varier dans une plage donnée. Elles peuvent être causées par une imprécision dans la connaissance du modèle, des perturbations externes, les bruits de mesures ou la non-linéarité. L'objectif principal de la synthèse des systèmes de contrôle robustes est de concevoir un contrôleur fixe (non adaptatif) qui préserve les variables de sortie du système, et garantit la stabilité robuste et la performance dans une classe prédéfinie indépendamment des variations paramétriques, de la présence de petites différences entre le système réel et le modèle nominal utilisé pour la conception, et de la présence d'une incertitude dans le système contrôlé. D'un point de vue mathématique, le contrôleur robuste est non seulement approprié pour un système particulier, mais pour un ensemble de systèmes [100]. Par conséquent, une définition de la commande robuste pourrait être énoncée comme suit : Ad. Damen : *"concevoir un contrôleur tel qu'un certain niveau de performance du système contrôlé est garanti indépendamment des changements dans la dynamique des systèmes au sein d'une classe prédéfinie."* [99]. P.C Chandraseken : *"La commande robuste fait référence au contrôle des systèmes inconnus avec des dynamiques inconnues soumises à des perturbations inconnues"* [101]. L. Rollins : *"La question clé du contrôle robuste est l'incertitude et la façon dont le système de contrôle peut faire face à ce problème "*. L'application de ces méthodes est importante dans le développement de systèmes embarqués fiables dans le but d'obtenir [102] : une insensibilité face aux variations paramétriques (incertitudes); un maintien de la stabilité et de la performance.

4.2.1 La norme H_∞

Le terme H_∞ ("H-infini") vient du nom de l'espace mathématique sur lequel l'optimisation a lieu : H_∞ est l'espace des matrices de fonctions (en anglais *matrix-valued*

functions) qui sont analytiques et bornées ; cette norme est le gain énergétique induit et elle est définie comme [103] :

$$\|G(j\omega)\|_{\infty} = \sup_{\omega \in \mathbb{R}} \bar{\sigma}(G(j\omega)) \quad 4-7$$

La norme peut être représentée graphiquement comme étant le maximum du diagramme de Bode à condition que la fonction de transfert soit déterminée et n'ait pas de pôles imaginaires.

Interprétations physiques de la norme H_{∞}

- Cette norme représente le gain maximal de la réponse en fréquence du système. Il est aussi appelé le pire degré d'atténuation de cas dans la mesure où il mesure l'amplification maximale que le système peut délivrer sur l'ensemble des fréquences.
- Pour les systèmes SISO (resp. MIMO), elle représente la valeur crête maximale de l'amplitude de Bode (resp. Valeur singulière) de $G(j\omega)$, en d'autres termes, elle est le gain le plus grand si le système est alimenté par un signal d'entrée harmonique.

4.2.2 Définition du contrôleur H_{∞}

Depuis son développement dans les années 1980, la méthode de contrôle H-infini (H_{∞}) a prouvé sa puissance et son efficacité dans la conception des contrôleurs robustes pour les systèmes linéaires et non linéaires réalisant ainsi une performance robuste ou de stabilisation. Son principe de base est de concevoir un contrôleur qui garantit la performance avec le rejet de perturbation dans le pire cas [104], et d'assurer la stabilité des systèmes face aux incertitudes du système nommée stabilité robuste [105]. La synthèse H_{∞} permet de prendre en compte les spécifications fréquentielles et temporelles du cahier de charge qui simplifieront la synthèse. C'est une approche fréquentielle. Les spécifications

temporelles (temps de montée, rejet des perturbations, atténuation du bruit...) peuvent être interprétées dans le domaine fréquentiel [90]. Ainsi, pour assurer un meilleur contrôle du système, la tâche du concepteur de contrôle est d'avoir de bonnes spécifications des performances [106] : 1) la robustesse et les performances en matière de régulation peuvent être spécifiées en imposant des modèles fréquentiels sur les fonctions de sensibilité ; 2) si les fonctions de sensibilité restent en dessous de leurs gabarits alors les objectifs de contrôle sont satisfaits ; 3) les modèles de gabarit peuvent être utilisés pour l'analyse et/ou de la conception du contrôleur ; 4) dans la conception du contrôleur, ces modèles de gabarit sont considérés comme des pondérations sur les fonctions de sensibilité.

4.2.3 Avantages et inconvénients du contrôleur H_∞

Parmi les avantages des techniques de contrôle H_∞ , elles sont facilement applicables à des problèmes impliquant des systèmes multi variables Multi entrées Multi-sorties (en anglais Multi-Input Multi-Output : MIMO) avec couplage croisé entre les canaux ; elles permettent de garantir une bonne performance, une stabilité et une robustesse. Cependant, ces méthodes présentent quelques inconvénients : le niveau de compréhension mathématique nécessaire pour les appliquer avec succès, la nécessité d'un assez bon modèle du système à contrôler, l'ordre élevé du correcteur obtenu. De plus, les techniques H_∞ peuvent être utilisées pour minimiser l'impact en boucle fermée d'une perturbation : en fonction de la formulation du problème, l'impact sera soit mesuré en termes de stabilisation ou de performance. En même temps, l'optimisation des performances robustes et de stabilisation robuste est difficile [103].

4.2.4 Principe de conception de contrôleur H_∞

Dans la méthode contrôle robuste H_∞ , la synthèse du contrôleur $K(s)$ nécessite, comme point de départ, la connaissance du système augmenté $P(s)$. Ce système généralisé $P(s)$ est un outil mathématique incorporant le système en boucle ouverte qui peut être défini soit par sa fonction de transfert ou sa représentation d'espace d'état $(A ; B ; C ; D)$ dénommée G et la fonction de transfert d'admittance G_d , respectivement. Ainsi, le concepteur exprime le problème de contrôle comme un problème d'optimisation mathématique par une sélection d'un ensemble de fonctions de transfert supplémentaires appropriées (fonctions de pondération) pour spécifier les principaux objectifs et restrictions de contrôle, et ensuite trouver le contrôleur qui répond à ces exigences. La matrice de transfert $P(s)$ d'interconnexion a une représentation en espace d'état représentée dans l'équation (4-7)

$$P = \begin{bmatrix} A & \vdots & B_1 & B_2 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ C_1 & \vdots & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & \vdots & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad 4-8$$

La LFT inférieure donne une matrice de transfert avec deux entrées (w, u) et deux sorties (z, y)

$$\begin{pmatrix} z \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} \quad 4-9$$

Le signal w est un vecteur d'entrée qui peut comprendre des références, des perturbations et des bruits, et z est un vecteur qui inclut des signaux d'erreur à minimiser pour atteindre les objectifs de contrôle. Enfin u est le signal de commande qui sera calculé par le contrôleur et y est le signal de mesure qui entrera dans le contrôleur.

La structure LFT pour la synthèse du contrôleur H_∞ est donnée dans la Figure 4-1. $K(s)$ est le contrôleur (sub) optimal, qui minimise l'énergie des signaux d'erreur pour l'ensemble de perturbations, de références et d'autres signaux exogènes, en d'autres termes minimiser la norme ∞ du système en boucle fermée, augmente la marge de stabilité robuste.

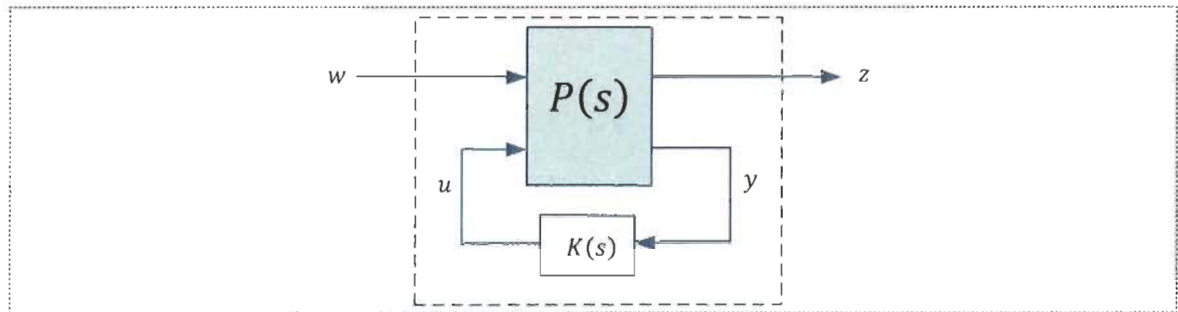


Figure 4-1 Système généralisé basé sur le contrôle H_∞

4.2.4.1 Contrôle H_∞ optimal

Le problème H_∞ standard cherche un contrôleur K qui minimisera la matrice de transfert de w à e . Le coût de ce problème est donné dans l'équation (4-9).

$$\|\mathcal{F}_l(P, K)\|_\infty = \max_w \bar{\sigma}(\mathcal{F}_l(P, K)(j\omega)) \quad 4-10$$

En pratique, il n'est habituellement pas nécessaire d'obtenir une solution optimale, pour la facilité il est souhaité d'obtenir un contrôleur sous-optimal qui est très proche de la solution optimale. Notons γ_{min} comme solution optimale du problème H_∞ .

4.2.4.2 Contrôle H_∞ sous optimal

Trouver un contrôleur K satisfaisant $\|\mathcal{F}_l(P, K)\|_\infty < \gamma$ avec $\gamma > \gamma_{min}$ est la formulation d'un contrôleur sous-optimal. C'est un algorithme itératif qui trouve le contrôleur sous-

optimal qui permet de trouver γ et γ_{min} près des tolérances spécifiées. La solution du problème de contrôle H^∞ nécessite une méthode complexe et itérative. D'autre part, le problème de H^∞ est assez facile et le contrôleur peut être trouvé à partir de la solution de seulement deux équations de Riccati.

Les étapes à suivre pour la synthèse d'un contrôleur final en utilisant les commandes de l'outil de contrôle de Matlab sont résumées comme suit :

1. **Étape** choisir le modèle nominal et le convertir en espace d'état.
2. **Étape** estimation des incertitudes du système
3. **Étape** concevoir la matrice de pondération $W_t(s)$. (voir section 4.3.3.1)
4. **Étape** concevoir la matrice de pondération initiale $W_u(s)$. (voir section 4.3.3.2)
5. **Étape** concevoir la matrice de pondération initiale $W_y(s)$. (voir section 4.3.3.3)
6. **Étape** construire le système augmenté $P(s)$ qui combine le modèle du système, les matrices de pondération et les incertitudes si elles sont prises en considération
7. **Étape** synthétiser un contrôleur $K(s)$ de H^∞ optimal initial stabilisant le système en utilisant la boîte à outils du contrôle robuste de Matlab [99]:

$$[GAM_{OPT}, SS_{CP}, SS_{CL}] = hinf\text{syn}(TSS_{GAMIND}, AUX)$$

La recherche de l'optimum GAM_{OPT} s'arrête lorsque l'erreur relative de GAM_{OPT} entre deux solutions stables adjacentes est inférieure à la tolérance spécifiée.

Note : dans cette étape plusieurs commandes de contrôle robuste H^∞ peuvent être utilisées

8. **Étape** évaluation des résultats en étudiant les diagrammes de Bode pour la sensibilité et la sensibilité complémentaire, les réponses temporelles et les simulations.

9. **Étape** si le résultat n'est pas satisfaisant, retourner à l'étape 3 et 4 et réajuster les filtres de pondération $W_t(s)$ et $W_u(s)$ à nouveau jusqu'à obtenir le comportement souhaité de la réponse temporelle.
10. **Étape** si l'ordre du contrôleur est trop élevé, une méthode de réduction d'ordre du contrôleur peut être appliquée.
11. **Étape** vérifier si, en raison de la réduction de l'ordre du contrôleur, la performance totale ne se dégrade pas au-delà d'un niveau acceptable, si oui, retourner à l'étape 10.
12. **Étape** discrétiser le contrôleur
13. **Étape** vérifier si, en raison de la discrétisation du contrôleur, la performance totale ne se dégrade pas au-delà d'un niveau acceptable, si oui, retourner à l'étape 12.

4.2.4.3 Structure du contrôleur H_∞ d'ordre fixe

La synthèse du contrôleur H_∞ a un inconvénient majeur qui est l'ordre élevé du contrôleur, ce dernier est le même que le système augmenté (système + pondération), ce qui rend sa mise en œuvre difficile. Cependant, des méthodes de réduction d'ordre des contrôleurs ont été développées dans [105, 107], mais le choix de la méthode adéquate pour réduire l'ordre du contrôleur n'est pas toujours facile. Une alternative à cette méthode est d'utiliser la méthode de contrôle H_∞ structuré (*hinfstruct*). La méthode *hinfstruct* minimise la norme H_∞ de $H(s)$ [108] et peut être configurée pour exécuter automatiquement plusieurs optimisations à partir de points de départ générés de façon aléatoire [109]. Cette technique a l'avantage d'obtenir directement un contrôleur d'ordre réduit en choisissant l'ordre et la structure du contrôleur désiré [107]. La forme générale de la factorisation du modèle est illustrée à la Figure 4-2. $P(s)$ contient le modèle du système, w rassemble les

entrées externes (signaux de références et perturbations), z rassemble les sorties (signaux d'erreurs), u les entrées de contrôle et y les sorties mesurées relient le contrôleur au système. Le contrôleur structuré fixe $C(s)$ contient tous les paramètres à ajuster pour répondre à un ensemble de contraintes :

$$\begin{pmatrix} z \\ y \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} \quad 4-11$$

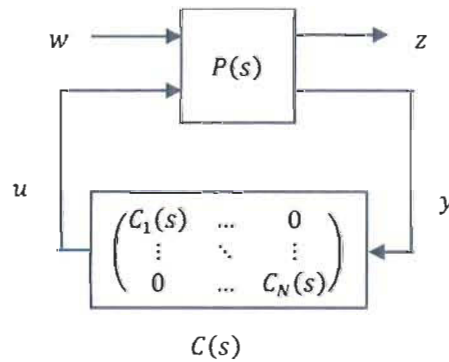


Figure 4-2 Forme standard pour la synthèse de H^∞ structurée

La fonction de transfert en boucle fermée de w à z est donnée par la transformation linéaire fractionnée (LFT):

$$Twz(s) = \mathcal{F}_l(P, C) := P_{11} + P_{12}C(I - P_{22}C)^{-1}P_{21} \quad 4-12$$

où $C(s) := \text{Diag}(C_1(s), \dots, C_N(s))$ est la structure du contrôleur.

Le solveur (*hinfstruct*) de problème H^∞ structuré donne les valeurs des paramètres des contrôleurs $C_1(s), \dots, C_N(s)$ qui satisfont :

$$\|H(s) = \mathcal{F}_l(P(s), \text{Diag}(C_1(s), \dots, C_N(s)))\|_\infty < 1 \quad 4-13$$

4.2.4.3.1 Procédure de conception du contrôleur à ordre fixe

La procédure de conception du contrôleur robuste H_∞ d'ordre fixe est identique à celle de la conception du contrôleur H_∞ mais on doit supprimer les étapes 10 et 11 car déjà on a l'avantage de fixer l'ordre du contrôleur robuste.

4.3 Conception du contrôleur robuste avec spécifications de sensibilité mixte

L'approche de sensibilité mixte pour la conception des systèmes de contrôle multivariables linéaires est un type particulier du problème de contrôle H_∞ , elle a été introduite dans le cadre de l'optimisation H_∞ (Kwakernaak, 1983; Verma et Jonckheere, 1984) [110]. L'analyse des fonctions de sensibilité donne des informations quantitatives sur la manière dont le modèle nominal est sensible face aux incertitudes du système ou face aux perturbations externes. Ainsi, la conception du contrôleur de la sensibilité mixte repose sur l'optimisation d'un critère qui fait intervenir deux ou plusieurs fonctions de sensibilité. Le contrôleur doit permettre au système bouclé de répondre à un cahier de charge qui est formulé à partir des grandeurs globales, le temps de réponse ou des plages de fréquences dans lesquelles on souhaite une insensibilité vis-à-vis des perturbations externes [111].

4.3.1 Conception du contrôleur μ synthèse du courant à 2 DOF avec spécifications de sensibilité mixte

4.3.1.1 Formulation du problème

Le contrôleur recherché doit permettre au système bouclé de répondre à certaines exigences, à un cahier de charge. La configuration du système de contrôle proposé est représentée sur la Figure 3-4. Ce problème pourrait être appelé contrôle robuste multi

objectif des systèmes avec spécifications de sensibilité mixte. Le contrôleur possède 2 degrés de liberté (en anglais : *2 Degree Of Freedom 2DOF*) avec deux entrées : une référence et une mesure [99].

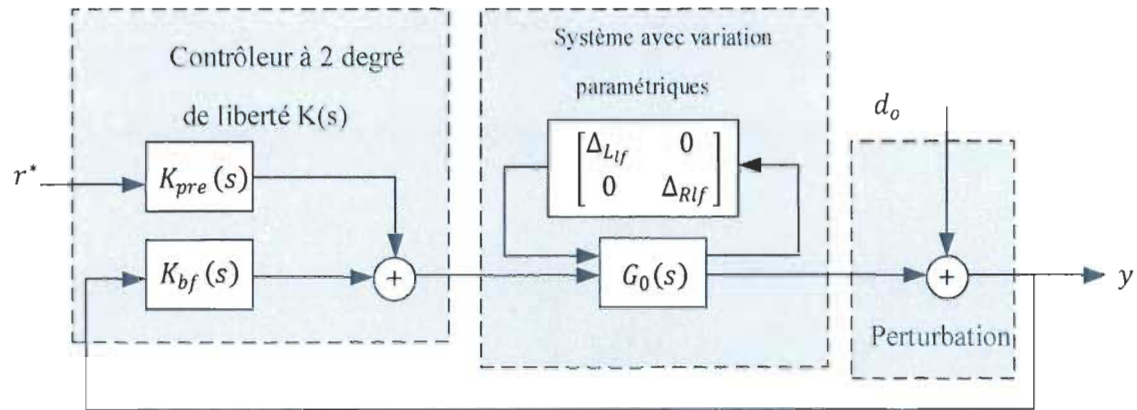


Figure 4-3 Structure de contrôle générale à 2DOF pré-compensateur K_{pre} , et rétroaction K_{bf}

L'objectif est de concevoir conjointement un contrôleur de pré compensation K_{pre} , pour la référence, un contrôleur de rétroaction K_{bf} pour minimiser le signal d'erreur. Cette topologie de contrôle est applicable pour la boucle de contrôle de courant. Pour la boucle de tension un contrôleur proportionnel résonant adaptatif en fréquence est proposé.

4.3.1.2 Méthodologie de conception

La méthodologie de conception du contrôleur à 2DOF comprendra l'application des étapes suivantes au schéma de commande concis et bien adapté pour la conception représenté sur la Figure 4-4 et redessiné à partir de la Figure 4-3. Contrairement aux méthodes de contrôle conventionnelles, les 2 correcteurs proposés basés sur la commande H_∞ sont conçus conjointement en ajustant chaque fonction de pondération afin d'améliorer

les performances du système de sorte qu'un certain niveau de fiabilité peut être garanti. Le système avec variation paramétrique de la boucle de courant a une référence r^* , une perturbation à la sortie d_o et deux erreurs de sortie z_1 et z_2 . La structure du signal de commande u résulte de l'addition des deux contrôleurs

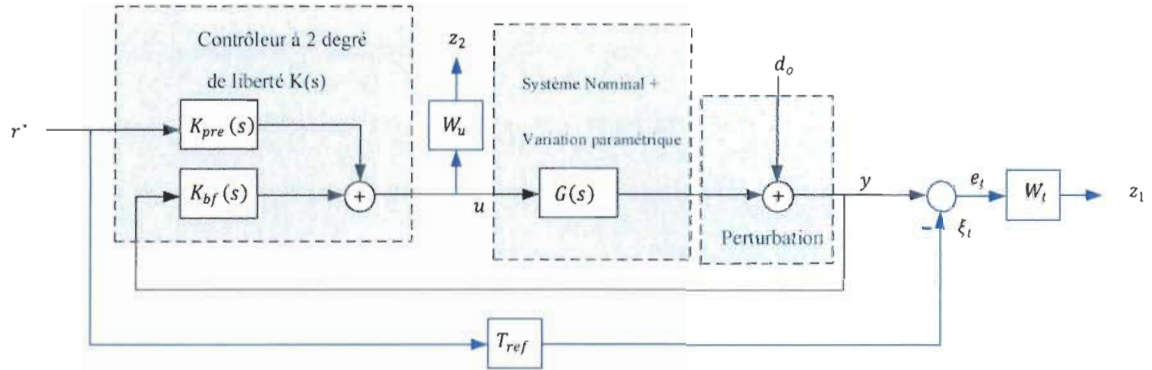


Figure 4-4 Schéma de contrôle 2DOF du système avec spécifications de sensibilité mixte

- Conception du contrôleur de référence :

Le contrôleur de pré compensation ou préfiltre K_{pre} est conçu pour forcer la réponse du système en boucle fermée à suivre celui d'un modèle spécifié, T_{ref} souvent appelé le modèle de référence. Le problème de conception pour obtenir des spécifications de suivi robustes est de trouver un contrôleur K_{pre} de sorte que la relation de la référence r à la sortie y se comporte le plus près possible de celle du modèle T_{ref} pour tout $P \in \mathcal{P}$. Le modèle de référence spécifié pour la boucle de courant est :

$$T_{ref} = \frac{\omega_{ref}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{ref}s + \omega_{ref}^2} \quad 4-14$$

où ω_{ref} est la pulsation du modèle de référence $\omega_{ref} = 1000 \text{ rad/s}$ et ξ est le facteur d'amortissement $\xi = 0.707$.

- Conception du contrôleur de rétroaction :

Le contrôleur de rétroaction K_{bf} est conçu pour minimiser le signal d'erreur et garantir la stabilité robuste en boucle fermée pour tout $P \in \mathcal{P}$.

La configuration système augmenté / contrôleur est représentée dans la Figure 4-5. La sortie du système y , est le résultat de la fonction de transfert $G(s)$. Cette sortie est soustraite du modèle de référence T_{ref} , obtenant ainsi un signal d'erreur $e_t = T_{ref}r^* - y$ qui doit être gardé aussi petit que possible pour obtenir un bon modèle de suivi de référence T_{ref} . Afin de résoudre le problème de contrôle, le signal \tilde{e}_t est utilisé pour le modèle de suivi de référence T_{ref} . \tilde{u} est utilisé pour réduire l'effort de commande (éviter des efforts inutiles) ; ces signaux présentent le vecteur de sorties exogènes :

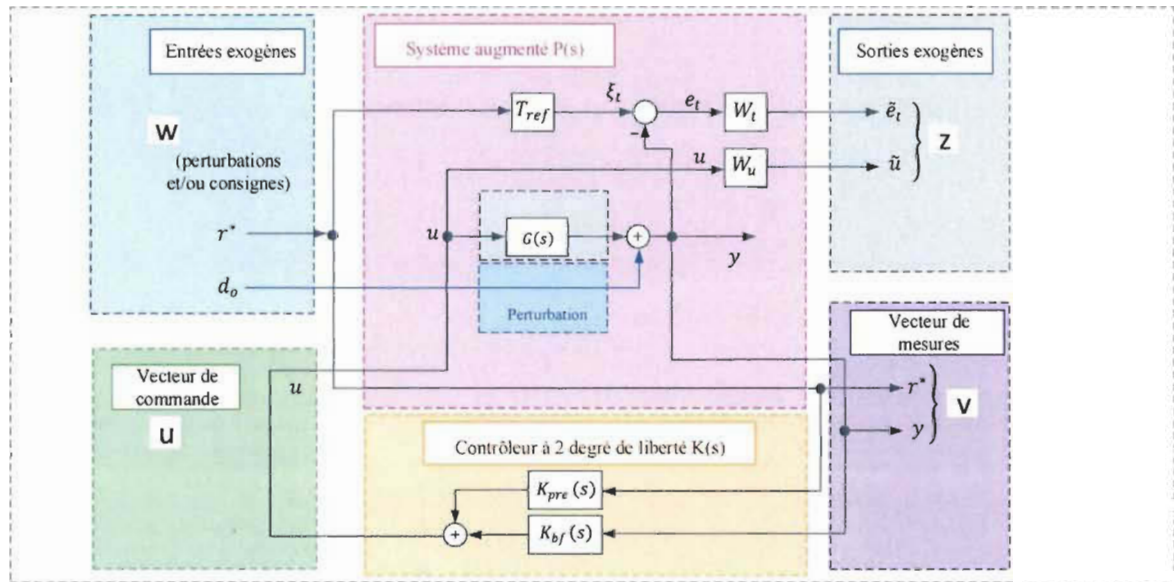


Figure 4-5 Système augmenté / régulateur à 2 degrés de liberté avec spécifications de sensibilité mixte

$$z = \begin{bmatrix} \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} \tilde{e}_t = W_t(T_{ref}r^* - d_o - Gu) \\ \tilde{u} = W_u \left(\underbrace{K_{pre}r^* + K_{df}y}_u \right) \end{cases} \quad 4-15$$

Par définition : W_t , W_u sont les fonctions de pondération du système $w = [r^*]$ est le vecteur des entrées exogènes (perturbation et/ou consigne), $v = \begin{bmatrix} r^* \\ y \end{bmatrix}$ est le vecteur des mesures.

La fonction objective est

$$\phi = \begin{bmatrix} \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_t r \\ W_u u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_t S \\ W_u K S \end{bmatrix} w \quad 4-16$$

La relation du transfert entrée/sortie du système en boucle fermée P-K peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} z \\ \dots \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \\ \dots \\ r^* \\ y \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} w \\ \dots \\ u \end{bmatrix} \quad 4-17$$

La Figure 4-5 représente le système augmenté /régulateur à 2 degrés de liberté avec spécifications de la sensibilité mixte, cette représentation est généralisée et applicable pour la boucle de courant, le système $P(s)$ en boucle ouverte peut être décrit par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \\ \dots \\ r^* \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_t T_{ref} & -W_t & \vdots & -W_t G \\ 0 & 0 & \vdots & W_u \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ I & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & I & \vdots & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r^* \\ d_o \\ \dots \\ u \end{bmatrix} \quad 4-18$$

Ainsi l'objectif généralisé est :

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_t T_{ref} & -W_t & \vdots & -W_t G \\ 0 & 0 & \vdots & W_u \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ I & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & I & \vdots & G \end{bmatrix} \quad 4-19$$

La conception du contrôleur robuste H^∞ par la méthode μ *synthese* permet de minimiser la valeur crête de la valeur singulière structurée $\mu_{\Delta P}(\cdot)$ de la matrice de fonction de transfert en boucle fermée $FL(P, K)$ sur l'ensemble de tous les contrôleurs K stabilisant le système :

$$\min_{K \text{ stabilisant}} \max_{\omega} \mu_{\Delta P}(F_L(G, K)(j\omega)) \quad 4-20$$

La conception du contrôleur suit une approche modèle-référence ; c'est-à-dire $K(s)$ est obtenu pour façonner la fonction de transfert en boucle fermée $T(s)$ à sa référence équivalente $T_{ref}(s)$ avec présence des incertitudes paramétriques dans le système. Le système avec le contrôleur K atteint des performances robustes si et seulement si :

$$\mu_{\Delta P}(F_L(G, K)(j\omega)) < 1 \quad 4-21$$

Ainsi, le problème correspondant à la commande μ -Synthèses est donc de trouver un contrôleur $K(s)$ de telle sorte que la condition suivante soit respectée :

$$\left\| \frac{W_t S}{W_u K S} \right\| < 1 \quad 4-22$$

Le signal de commande du contrôleur u dynamique peut être exprimé dans le domaine de Laplace comme suit :

$$U(s) = \begin{pmatrix} K_{pre}(s) & K_{df}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r^*(s) \\ y(s) \end{pmatrix} \quad 4-23$$

La matrice de transfert du contrôleur est calculée dans son ensemble par l'algorithme de conception de la commande robuste : $K(s) = [K_{pre} \ K_{df}]^T$

La matrice de la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$T_{z\omega} = \begin{bmatrix} W_t(S_o G K_{pre} - T_{ref}) & W_t S_o \\ W_u S_i K_{pre} & W_u K_{df} S_o \end{bmatrix} \quad 4-24$$

La sensibilité à l'entrée S_i et la sensibilité à la sortie S_o sont :

$$\begin{cases} S_i = (I - K_{df} G)^{-1} \\ S_o = (I - G K_{df})^{-1} \end{cases} \quad 4-25$$

4.3.1.3 Synthèse du contrôleur de tension avec proportionnel résonant adaptative

Cette section propose une stratégie de contrôle proportionnel multi résonant adaptative pour la boucle de tension afin de traiter efficacement les ajustements de fréquences qui se produisent dans une application de microréseau autonome introduite par les contrôleurs de statisme. La technique de commande adaptative proposée permet de maintenir un suivi de référence de la tension avec de hautes performances avec un taux de distorsion harmonique faible malgré des transitoires de charge.

Le régulateur de tension adaptatif proposé est décrit par l'équation suivante :

$$K_{prv}(s) = k_{pv} + \frac{k_{v,1}s}{s^2 + \omega_v^*s + (\omega_1^*)^2} + \sum_{i=3,odd}^7 \frac{k_{v,i}s}{s^2 + \omega_{v,i}^*s + (\omega_i^*)^2} \quad 4-26$$

où la largeur de la bande de résonance du contrôleur de tension proposé est donnée par :

$$\begin{cases} \omega_v^* = \frac{1}{(e_v^2 + \Delta\omega)} \\ \omega_{v,i}^* = \frac{1}{(ie_v^2 + \Delta\omega)} \end{cases} \quad 4-27$$

Avec e_v est l'erreur de poursuite de la boucle de contrôle de la tension décrite comme suit :

$$e_v = v_{\alpha\beta}^* - v_{\alpha\beta} \quad 4-28$$

Et $\Delta\omega$ représente le taux de déviation de la fréquence autorisé décrit comme suit : $\Delta\omega = 2\pi 60 \times \Delta f$ avec $\Delta f = 2\%$. $\omega_i^* = \omega_o^* \times i$, ω_o^* est la fréquence angulaire fondamentale, l'argument i se réfère à la composante fondamentale et aux harmoniques. Notons que seule la fondamentale, les 3e, 5e et 7e harmoniques ont été considérés puisque les harmoniques aux fréquences les plus élevées sont déjà supprimés par le filtre passe-bas LCL.

La procédure de conception peut être réalisée en deux étapes :

1. Le gain proportionnel k_{pv} est choisi pour fixer des marges de phase et d'amplitude suffisantes.
2. Le gain résonnant $k_{v,i}$, est sélectionné de telle sorte que des performances stables appropriées puissent être obtenues à la fréquence fondamentale.

Dans notre cas d'étude, les coefficients du contrôleur de la tension sont comme suit :

$$k_{pv} = 1.8, k_{v1} = 65, k_{v3} = 65, k_{v5} = 35, k_{v7} = 30.$$

4.3.2 Conception du contrôleur à 3DOF

4.3.2.1 Formulation du problème

La configuration du système de contrôle proposé est représentée sur la Figure 4-6. Ce problème pourrait être appelé contrôle robuste multi objectif des systèmes avec spécifications de sensibilité mixte. Le contrôleur possède 3 degrés de liberté (en anglais : *3 Degree Of Freedom 3DOF*) avec trois entrées : une référence et deux mesures. L'objectif est de concevoir conjointement un contrôleur de pré compensation K_{pre} , pour la référence, un contrôleur de rétroaction K_{df} pour minimiser le signal d'erreur, et un contrôleur d'anticipation K_{ff} pour satisfaire les spécifications de performances souhaitables. Cette topologie de contrôle est applicable pour chacune des boucles en cascade étudiées dans ce chapitre.

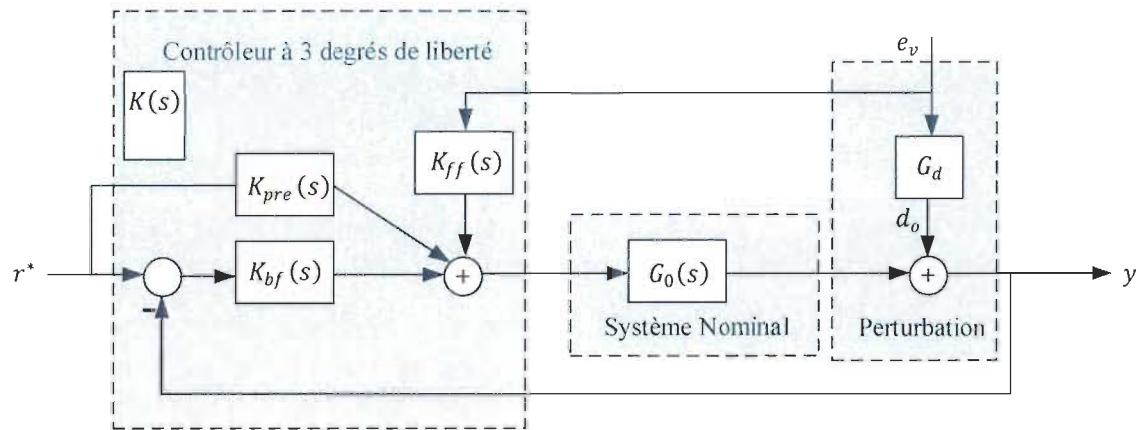


Figure 4-6 Structure de contrôle générale à 3DOF pré-compensateur K_{pre} , rétroaction K_{df} et anticipation K_{ff}

4.3.2.2 Méthodologie de conception

La méthodologie de conception du contrôleur à 3DOF comprendra l'application des étapes suivantes au schéma de commande concis et bien adapté pour la conception représenté sur la Figure 4-7 et redessiné à partir de la Figure 4-6. Contrairement aux méthodes conventionnelles de contrôle, les 3 correcteurs proposés basés sur la commande H_∞ sont conçus conjointement en ajustant chaque fonction de pondération afin d'améliorer les performances du système de sorte qu'un certain niveau de fiabilité peut être garanti. La structure du signal de commande u résulte de l'addition des trois contrôleurs.

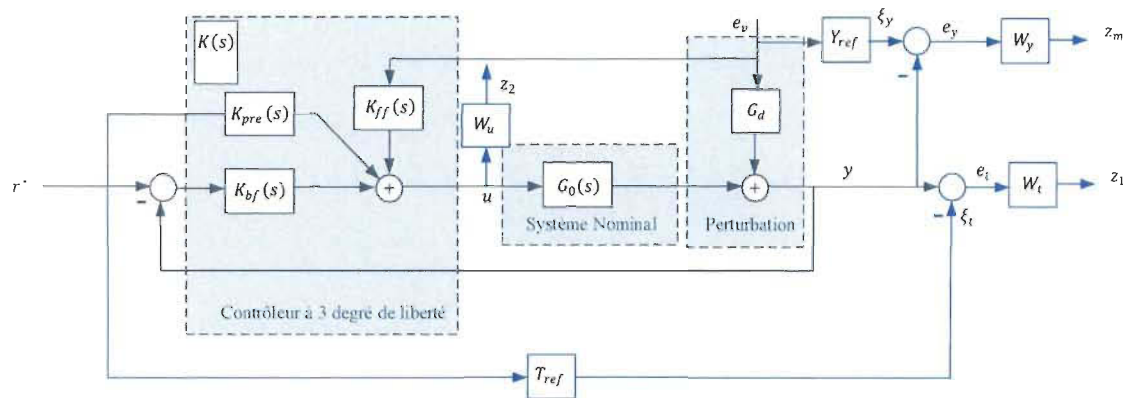


Figure 4-7 Schéma de contrôle à 3DOF du système avec spécifications de sensibilité mixte.

- conception du contrôleur de référence.
- conception du contrôleur de rétroaction.
- conception du contrôleur d'anticipation : le contrôleur d'anticipation K_{ff} (feedforward) est applicable lorsque l'entrée de perturbation est mesurée. Ainsi le contrôleur K_{ff} est conçu pour réduire l'impact du signal de perturbation d_0 sur la sortie y et suivre un modèle d'admittance de référence $Y_{ref}(s)$.

La configuration système augmenté / contrôleur est représentée dans la Figure 4-8. La sortie du système y , est le résultat de l'addition des sorties des fonctions de transfert G_o et G_d . Cette sortie est soustraite des modèles de référence T_{ref} et $Y_{ref} = 0.1$, obtenant ainsi deux signaux d'erreur $e_t = T_{ref}r^* - y$ et $e_y = Y_{ref}e_v - y$ qui doivent être gardés aussi petits que possible pour obtenir un bon modèle de suivi de référence T_{ref} et Y_{ref} . Afin de résoudre le problème de contrôle, le signal \tilde{e}_t est utilisé pour le modèle de suivi de référence T_{ref} . \tilde{u} est utilisé pour réduire l'effort de commande (éviter des efforts inutiles) et le signal \tilde{e}_y est introduit pour minimiser la différence entre la mesure et l'admittance de référence équivalente Y_{ref} , ces signaux présente le vecteur de sorties exogènes :

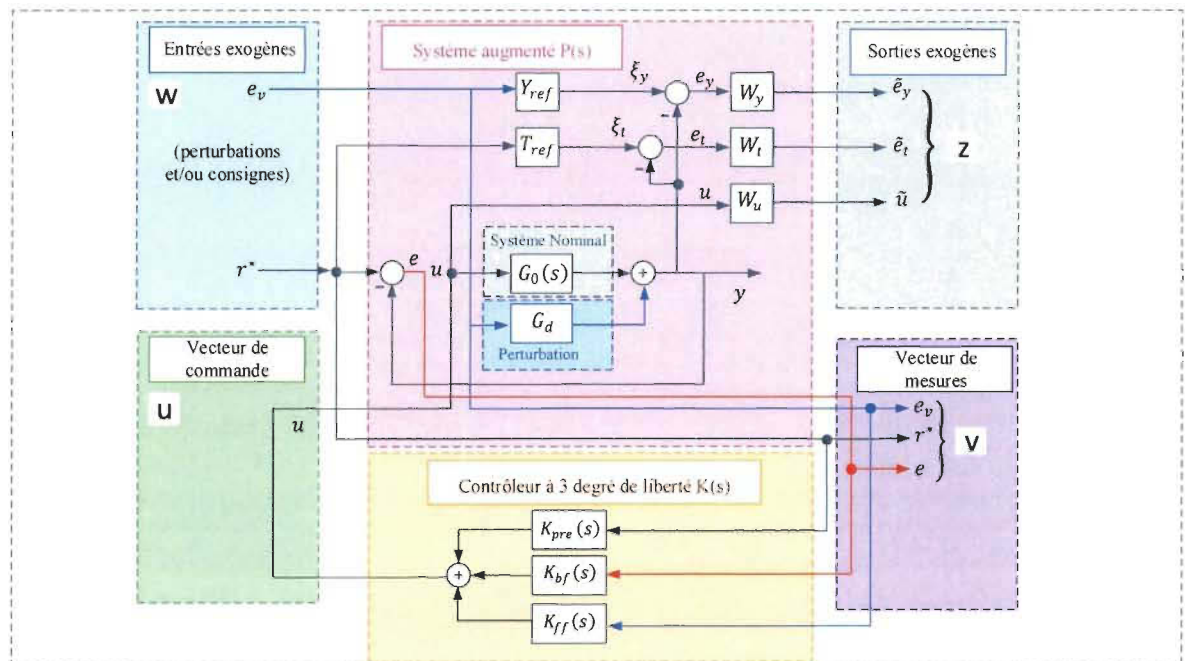


Figure 4-8 Système augmenté / régulateur à 3 degrés de liberté avec spécifications de sensibilité mixte

$$z = \begin{bmatrix} \tilde{e}_y \\ \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} \tilde{e}_y = W_y(Y_{ref}e_v - G_o u - G_d e_v) \\ \tilde{e}_t = W_t(-G_d e_v + T_{ref}r^* - G_o u) \\ \tilde{u} = W_u \left(\underbrace{K_{pre}r^* + K_{bf}e + K_{ff}e_v}_u \right) \end{cases} \quad 4-29$$

Par définition : W_t, W_y, W_u sont les fonctions de pondération du système, les deux premières sont les sorties spécifiées en boucle fermée dans le système augmenté, la troisième fonction est une version pondérée en fréquence du signal de commande u . $w = [r^* \quad e_v]^T$ est le vecteur d'entrées exogènes (perturbation et/ou consigne). $v = [e_v \quad r^* \quad y]$ est le vecteur des mesures.

La fonction objective est

$$\phi = \begin{bmatrix} \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \\ \tilde{e}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_t e \\ W_u u \\ W_y z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_t S \\ W_u K S \\ W_y K G S \end{bmatrix} w \quad 4-30$$

La relation du transfert entrée et sortie du système en boucle fermée P-K peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} z \\ \dots \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \\ \tilde{e}_y \\ \dots \\ e_v \\ r^* \\ y \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} w \\ \dots \\ u \end{bmatrix} \quad 4-31$$

La Figure 4-8 représente le système augmenté /régulateurs à 3 degrés de liberté avec spécifications de la sensibilité mixte, cette représentation est généralisée et applicable pour chacune des deux boucles de tension et de courant, le système $P(s)$ en boucle ouverte peut être décrit par la fonction de transfert suivante :

$$\begin{pmatrix} \tilde{e}_y \\ \tilde{e}_t \\ \tilde{u} \\ \dots \\ e_v \\ r^* \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_y Y_{ref} & 0 & \vdots & -W_y G_o \\ -W_t G_d & W_t T_{ref} & \vdots & -W_t G_o \\ 0 & 0 & \vdots & W_u \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ I & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & I & \vdots & 0 \\ G_d & 0 & \vdots & G_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_v \\ r^* \\ \dots \\ u \end{pmatrix} \quad 4-32$$

Ainsi l'objectif généralisé est :

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_y Y_{ref} & 0 & \vdots & -W_y G_o \\ -W_t G_d & W_t T_{ref} & \vdots & -W_t G_o \\ 0 & 0 & \vdots & W_u \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ I & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & I & \vdots & 0 \\ G_d & 0 & \vdots & G_o \end{bmatrix} \quad 4-33$$

La conception du contrôleur $H^\infty K(s)$ est de définir un contrôleur $K(s)$ qui assure la stabilité interne du système, cette conception suit une approche modèle-référence ; c'est-à-dire $K(s)$ est obtenu pour façonner les fonctions de transfert en boucle fermée $Y(s)$ et $T(s)$ à leurs références équivalentes, $Y_{ref}(s)$ et $T_{ref}(s)$, respectivement. $K(s)$ doit également garantir une valeur minimale de la norme infinie de la fonction objective Φ :

$$\inf_k \|\Phi\|_\infty = \gamma_{min} \Rightarrow \|\Phi\|_\infty < \gamma \text{ avec } (\gamma > \gamma_{min}) \quad 4-34$$

Ainsi, le problème correspondant à la commande H^∞ sous-optimale est donc de trouver un contrôleur $K(s)$ de telle sorte que la condition suivante soit respectée :

$$\left\| \begin{bmatrix} W_t S \\ W_u K S \\ W_y T \end{bmatrix} \right\| < 1 \quad 4-35$$

Le signal de commande du contrôleur u dynamique peut être exprimé dans le domaine de Laplace comme suit :

$$U(s) = \begin{pmatrix} K_{pre}(s) & K_{bf}(s) & K_{ff}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r^*(s) \\ e_v(s) \\ y(s) \end{pmatrix} \quad 4-36$$

La matrice de transfert du contrôleur est calculée dans son ensemble par l'algorithme de conception de la commande robuste : $K(s) = [K_{pre} \ K_{bf} \ K_{ff}]^T$. Le système augmenté $P(s)$ et le contrôleur $K(s)$ sont liés par la transformation fractionnaire linéaire inférieure suivante :

$$\mathcal{F}_l(P, K) = P_{11} + G_{12}K(I - G_{22}K)^{-1}G_{21} \quad 4-37$$

4.3.3 Sélection des fonctions de pondération

Selon la procédure décrite ci-dessus, on considère d'abord la détermination des fonctions de pondération de la performance, du signal de commande et de la stabilité robuste. Il faut noter que l'ordre des fonctions de pondération peut être d'ordre supérieur (pas nécessairement du premier ordre). Quant au choix des meilleures fonctions de pondération, il peut être un sujet de quelques tâtonnements selon le système et les objectifs à atteindre.

4.3.3.1 Fonction de pondération de la performance W_t

Mathématiquement, les spécifications décrites en haut peuvent être déterminées par une borne supérieure de l'amplitude des fonctions de sensibilité S . Ainsi la réponse fréquentielle de S et le rendement du système contrôlé peuvent être optimisés, si le dispositif de commande est conçu de telle sorte que la condition suivante soit respectée :

$$\bar{\sigma}(S(j\omega)) \leq \frac{1}{|W_t(j\omega)|}, \quad \forall \omega \Leftrightarrow \|W_t S\|_\infty \leq 1 \quad 4-38$$

Où, $\bar{\sigma}$ désigne la valeur singulière maximale de la sensibilité S . $\bar{\sigma}$ représente la contrainte nécessaire pour garantir les performances (temps de réponse, erreur statique, la marge du module ...etc.). La fonction de sensibilité S à un effet clé sur l'atténuation des perturbations, elle est le gain de la référence 'r' à l'erreur 'e' (voir la Figure 4-9). Pour la tension de référence sinusoïdale, une petite erreur de suivi signifie que le gain de $S(s)$ doit être faible à la fréquence de ligne ou dans un petit voisinage autour de la fréquence de ligne ($\omega_1 = 2\pi 60 \text{ rad / s}$). En d'autres termes, il faut considérer une forte atténuation à la fréquence de 60 Hz et à proximité pour une atténuation harmonique d'ordre faible [112].

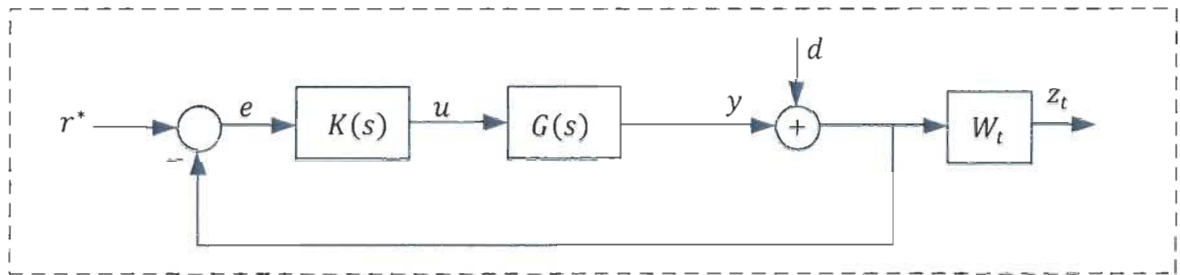


Figure 4-9 Représentation de la fonction de pondération de la performance W_t

Pour prendre en compte les objectifs de performance en boucle fermée, et minimiser les erreurs en régime permanent de r à e du système, ou pour supprimer l'effet de l'interférence, la forme de fonction de pondération selon le profil spécifié par $1/W_t$ est imposée à la matrice de sensibilité S . Par conséquent, la fonction de pondération W_t devrait présenter des gains élevés seulement au voisinage de la fréquence de ligne tout en procurant des gains plus faibles à toutes les autres fréquences.

A cet effet, dans cette étude la fonction de transfert du filtre de pondération W_t est :

$$W_t = M_t \frac{s^2 + 2\xi_n \omega_1 s + \omega_1^2}{s^2 + 2\xi_d \omega_1 s + \omega_1^2} \frac{1}{(1/\omega_t)s + 1} \quad 4-39$$

où ω_1 est définie comme la fréquence de ligne (fréquence angulaire) $\omega_1 = 377 \text{ rad/s}$. Le coefficient M_t donne un degré de liberté pour ajuster l'erreur de poursuite en basses fréquences et introduit également une marge de robustesse. Le coefficient d'amortissement ξ_n fournit un autre degré de liberté pour réguler la performance de l'erreur de suivi et donc limite le suivi d'admittance en haute fréquence. Ainsi ce coefficient permet de varier la largeur de la bande de résonance. Cette largeur d'entaille peut être augmentée si une meilleure performance de suivi est souhaitée. Le rapport ξ_n / ξ_d permet d'établir le pic du gain maximal de *notch* (valeur absolue). La pulsation ω_t est un pôle qui rend le contrôle d'admittance plus dominant à des fréquences supérieures à la fondamentale (fréquences super-synchrones, où le pic de résonance d'admittance est placé) et au-dessous de la limite supérieure de bande de contrôle (où W_u est dominant) [113].

Un autre type de filtre de pondération est utilisé pour la boucle de courant qui prend en considération les harmoniques dans la conception du contrôleur :

$$W_t = \frac{s/Ap + \omega_{bn}}{s + \omega_{bn}} \frac{\sum_{k=1}^n \frac{s^2 + 2\xi_n k \omega_{bn} \omega_1 s + k \omega_1^2}{s^2 + 2\xi_d k \omega_{bn} \omega_1 s + k \omega_1^2}}{4-40}$$

Avec k l'ordre des harmoniques, τi fournit une action intégrale approximative, nous fixons τi à une valeur faible mais non nulle, ω_{bn} sera choisie proche de la bande passante minimale souhaitée pour le système corrigé en boucle ouverte, et Ap limite le maximum de $\bar{\sigma}(S_y(j\omega))$ en hautes fréquences.

Le filtre de pondération proposé pour la boucle de courant du contrôleur à 3DOF est :

$$W_t = \frac{0.008 s^9 + 3615 s^8 + 4.268e07 s^7 + 4.294e10 s^6 + 4.112e14 s^5 + 1.423e17 s^4 + 8.938e20 s^3 + 1.311e23 s^2 + 2.952e26 s + 1.583e28}{s^9 + 6.291e04 s^8 + 1.194e07 s^7 + 7.511e11 s^6 + 3.988e13 s^5 + 2.509e18 s^4 + 3.708e19 s^3 + 2.333e24 s^2 + 4.5e24 s + 2.83e29} \quad 4-41$$

Le filtre de pondération choisi pour le contrôleur de courant à 2DOF est le suivant :

$$W_t = \frac{1}{M_t} \frac{s/\omega_t + M_t}{s/\omega_t + A_t} \quad 4-42$$

La valeur de A_t est fixée à $0 < \varepsilon \leq 1$. Ce choix donne naissance à une action presque intégrale au sein du correcteur assurant ainsi un gain élevé en basses fréquences, ce qui implique une minimisation de la sensibilité dans cette bande donc une bonne précision en régime permanent $A_t = 0.001$. [114] Les paramètres du filtre de pondération choisis sont présentés dans le Tableau 4-1:

Tableau 4-1 Paramètres du filtre de pondération W_t

	M_t	ξ_n	ξ_d	ω_t
Boucle de courant 3DOF	$1e^{-2}$	1.4125	$1.4125e^{-10}$	$2 * \pi * 400$
Boucle de tension 3DOF	$1e^{-4}$	1.4125	$1.4125e^{-6}$	$2 * \pi * 60$
Boucle de courant 2DOF	2			$2 * \pi * 45.36$

4.3.3.2 Fonction de pondération W_u

La sensibilité KS est la fonction de transfert entre les signaux d et le contrôle u (voir la Figure 4-10). Cette sensibilité est destinée à limiter la taille et la largeur de bande passante maximale du contrôleur, et par conséquent limiter l'effort de contrôle. La taille de KS est également importante pour la stabilité robuste par rapport à l'incertitude modélisée comme les perturbations additives du système. Ainsi KS assure une robustesse vis-à-vis des incertitudes + restrictions sur la commande u si la condition suivante est assurée :

$$\bar{\sigma}(KS(j\omega)) \leq \frac{1}{|W_u(j\omega)|}, \forall \omega \Leftrightarrow \|W_u KS\|_{\infty} \leq 1 \quad 4-43$$

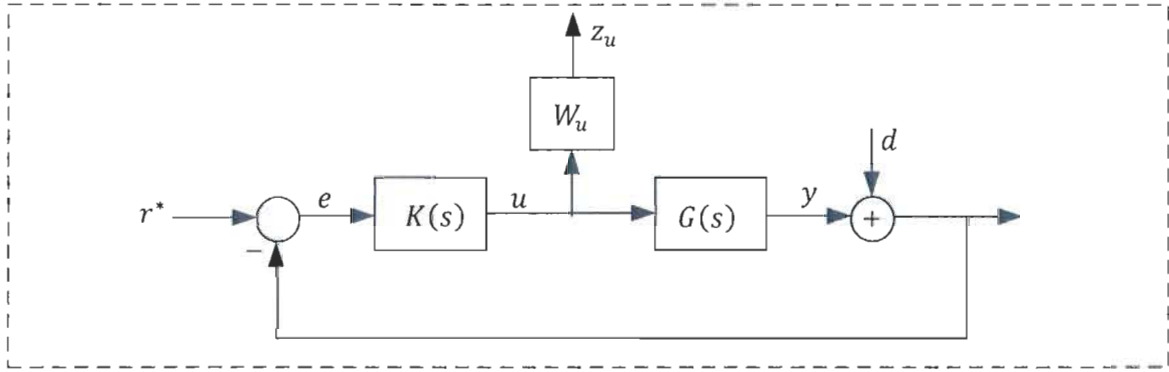


Figure 4-10 Représentation de la fonction de pondération du signal de commande KS

Ainsi, dans le cas de la sensibilité KS, un filtre passe-haut W_u pour diminuer l'effet des perturbations externes sur le signal de commande et limiter la bande où l'effort de commande est souhaité est nécessaire :

$$W_u = M_u \frac{(1/\omega_{u1})s+1}{(1/\omega_{u2})s+1} \quad 4-44$$

Le filtre de pondération W_u est une paire de pôles / zéro. Avec M_u est le gain maximal, cette valeur permet de limiter l'effort de commande maximal dans la bande de commande $\bar{\sigma}(KS_y(j\omega))$, des valeurs inférieures permettent un effort de commande plus important et vice versa [113]. ω_{u1} est la pulsation à partir de laquelle l'effort de commande commence à être limité (c'est-à-dire lorsque le contrôle n'est pas nécessaire, avec W_y inférieur à 0 dB). La pulsation ω_{u2} est un pôle qui limite la plage d'amplification des bruits de mesure. Cette pulsation doit être choisie à une fréquence suffisamment élevée qui permet de rendre le filtre de pondération W_u propre (condition nécessaire pour l'algorithme de synthèse H_∞ utilisé). Les paramètres du filtre de pondération choisis pour le contrôleur à 2DOF pour le 1^{er} cas d'étude et à 3DOF pour le 2^{eme} cas d'étude sont présentés dans le Tableau 4-2.

Tableau 4-2 Paramètres du filtre de pondération W_u

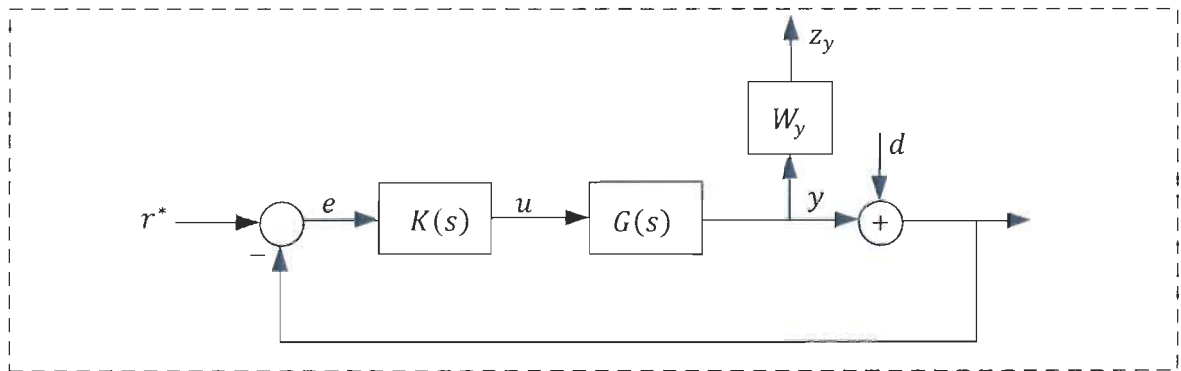
	M_u	$\omega_{u1}(rad/s)$	$\omega_{u2}(rad/s)$
Boucle de courant 3DOF	$1e^{-5}$	5000	$5.1 * 10^{10}$
Boucle de tension 3DOF	$1e^{-6}$	$2 * pi * 120$	$1.6 * 10^{12}$
Boucle de courant 2DOF	$1e^{-3}$	35	$1.6 * 10^{12}$

4.3.3.3 Fonction de pondération de la performance robuste W_y

L'optimisation du système dans le cas de la sensibilité complémentaire T est bonne pour le suivi de consigne (transfert de r^* à y) et l'atténuation du bruit de mesure (voir la Figure 4-11). La robustesse en stabilité du système afin de faire face aux incertitudes, due à la dynamique de la modélisation négligée, peut être garantie si le dispositif de commande est conçu de telle sorte que la condition suivante soit respectée [115].

$$\bar{\sigma}(T(j\omega)) \leq \frac{1}{|W_y(j\omega)|}, \forall \omega \Leftrightarrow \|W_y T\|_{\infty} \leq 1 \quad 4-45$$

où $|W_y(j\omega)|^{-1}$ est la fonction de pondération de robustesse représentant la taille anticipée de la plus grande perturbation du système.

Figure 4-11 Représentation de la fonction de pondération W_y

Puisque la fonction de sensibilité complémentaire T affecte la stabilité robuste, la forme de W_y est un filtre choisi dans le domaine fréquentiel avec des gains faibles en haute fréquence pour permettre une émulation de l'admittance en basses fréquences (*sous synchrone*) :

$$W_y(s) = M_y \frac{s^2 + 2\zeta_d \omega_1 s + \omega_1^2}{s^2 + 2\zeta_n \omega_1 s + \omega_1^2} \frac{1}{(1/\omega_y)s + 1} \quad 4-46$$

Avec M_y est le gain en basses fréquences défini comme : $M_y > M_t$. Contrairement au filtre de pondération de performance, les coefficients ζ_d et ζ_n changent de position pour définir la largeur de l'entaille qui est complémentaire à celle du filtre W_t . ω_y est un pôle additionnel défini en haute fréquence pour délimiter la région de mise en forme de l'admittance. Les paramètres du filtre de pondération choisis sont présentés dans le Tableau 4-3.

Tableau 4-3 Paramètres du filtre de pondération W_y

	M_y	ξ_n	ξ_d	ω_y
Boucle de courant	3.1623	4.2589	$4.2589e^{-7}$	$2 * \pi * 200$
Boucle de tension	10	2.2589	$2.2589e^{-6}$	$2 * \pi * 0.0325$

4.4 Résultats de synthèse du contrôleur robuste à 2DOF pour la boucle de courant par la méthode μ synthèse

L'objectif est de contrôler le courant mesuré i du réseau pour suivre une référence donnée i^* à la fréquence fondamentale du réseau $\omega_1 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$. Pour cela, une fonction de transfert de suivi est définie. Un autre objectif est de garantir la robustesse face aux perturbations et aux variations paramétriques du système.

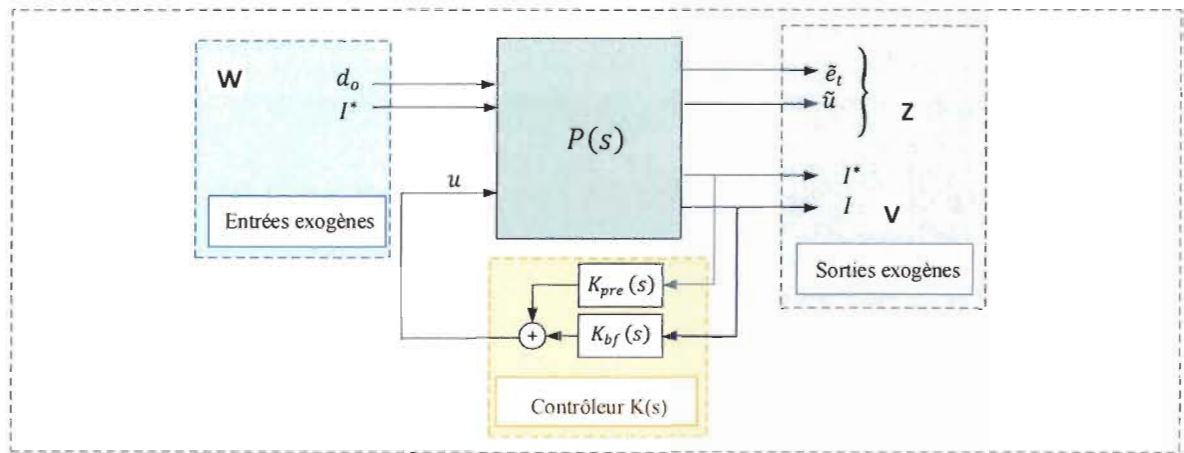


Figure 4-12 Représentation LFT de la boucle de courant augmenté avec contrôleur à 2DOF

La configuration générale du contrôle associé est présentée dans la Figure 4-12. Sur cette figure, le système $P(s)$ est développé par le circuit de la boucle interne de courant.

Après le processus de conception complet effectué dans les sections précédentes, le contrôleur robuste a été obtenu via la méthode μ *synthèse* synthétisée par la Boîte à outils du contrôle robuste (Robust Control Toolbox) dans le logiciel Matlab®. Les paramètres du contrôleur robuste sont calculés en utilisant la commande *dksyn* [116]. C'est une manière itérative de résoudre le problème de sensibilité mixte. Trois itérations ont été effectuées pour la synthèse du contrôleur ; le résumé des itérations est donné dans le Tableau 4-4.

Tableau 4-4 Résumé des itérations

Iteration #	1	2	3
Controller Order	5	11	11
Total D-Scale Order	0	6	6
Gamma Acheived	8.964	1.283	0.964
Peak mu-Value	2.327	1.167	0.948

Le contrôleur de courant est du 11^{ème} ordre, les paramètres des contrôleurs pré compensateur et par retour sont respectivement indiqués dans l'équation suivante :

$$K_{pre} = \frac{6.721e07 s^9 + 4.518e13 s^8 + 1.78e17 s^7 + 2.317e20 s^6 + 1.084e23 s^5 + 6.778e24 s^4 + 1.309e26 s^3 + 1.064e27 s^2 + 3.588e27 s + 3.404e27}{s^{11} + 6.854e05 s^{10} + 1.157e10 s^9 + 7.234e13 s^8 + 1.405e17 s^7 + 1.3e20 s^6 + 5.417e22 s^5 + 2.734e24 s^4 + 3.676e25 s^3 + 1.849e26 s^2 + 2.56e26 s + 5.878e25}$$

$$K_{bf} = \frac{-1.558e08 s^9 - 1.045e14 s^8 - 2.469e17 s^7 - 2.52e20 s^6 - 1.102e23 s^5 - 6.804e24 s^4 - 1.311e26 s^3 - 1.064e27 s^2 - 3.587e27 s - 3.402e27}{s^{11} + 6.854e05 s^{10} + 1.157e10 s^9 + 7.234e13 s^8 + 1.405e17 s^7 + 1.3e20 s^6 + 5.417e22 s^5 + 2.734e24 s^4 + 3.676e25 s^3 + 1.849e26 s^2 + 2.56e26 s + 5.878e25}$$

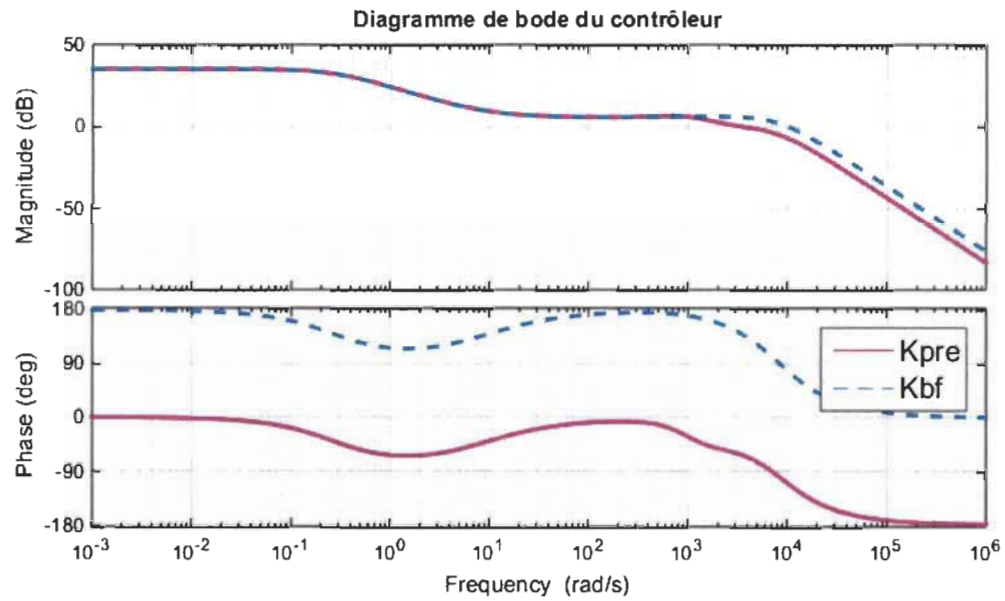


Figure 4-13 Diagramme de Bode du contrôleur de courant à 2DOF

La Figure 4-13 présente les caractéristiques fréquentielles du contrôleur 2DOF obtenu, il possède une bande passante limitée en hautes fréquences ce qui contribue à la réduction des bruits de mesure.

La Figure 4-14 montre que la boucle fermée du courant est stable sur toutes les incertitudes paramétriques de l'inductance et de la résistance. On observe qu'en basse fréquence la fonction de sensibilité en sortie est grande ce qui signifie qu'il y a une bonne atténuation des perturbations et le système devient insensible aux variations. La robustesse de la stabilité et des performances dépend des descriptions des incertitudes et des performances. En d'autres termes, selon la sélection de la description d'incertitude, la stabilité robuste et les conditions de performance robustes changent.

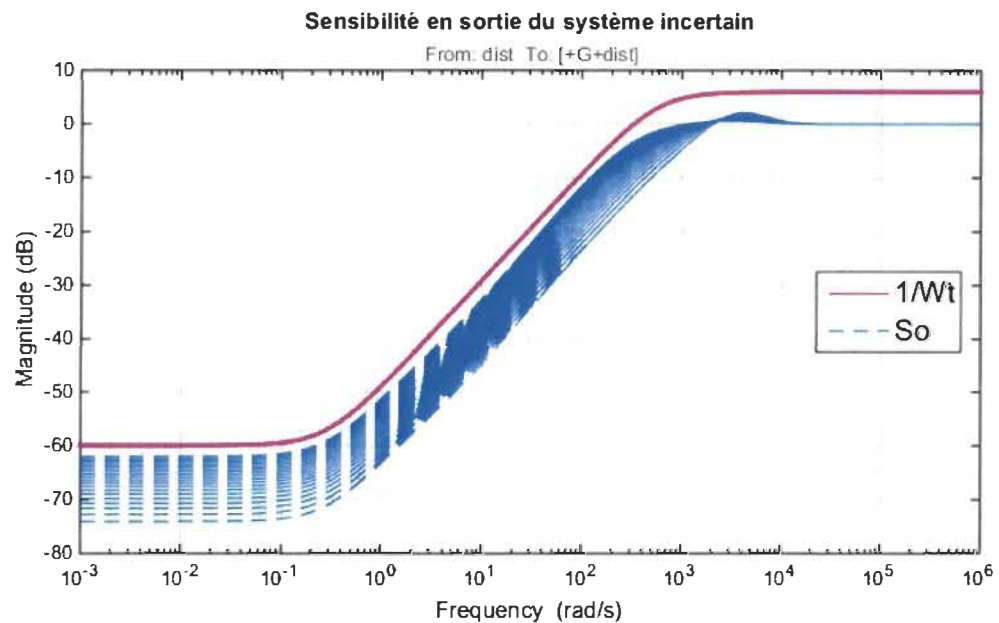


Figure 4-14 Fonction de sensibilité du système incertain

La Figure 4-15 montre les valeurs singulières de la matrice de transfert de la sensibilité

* le contrôleur $S_i K = K S_o$. On observe que les valeurs se situent au-dessous des valeurs singulières de W_u^{-1} , cela respecte les contraintes sur l'action de contrôle.

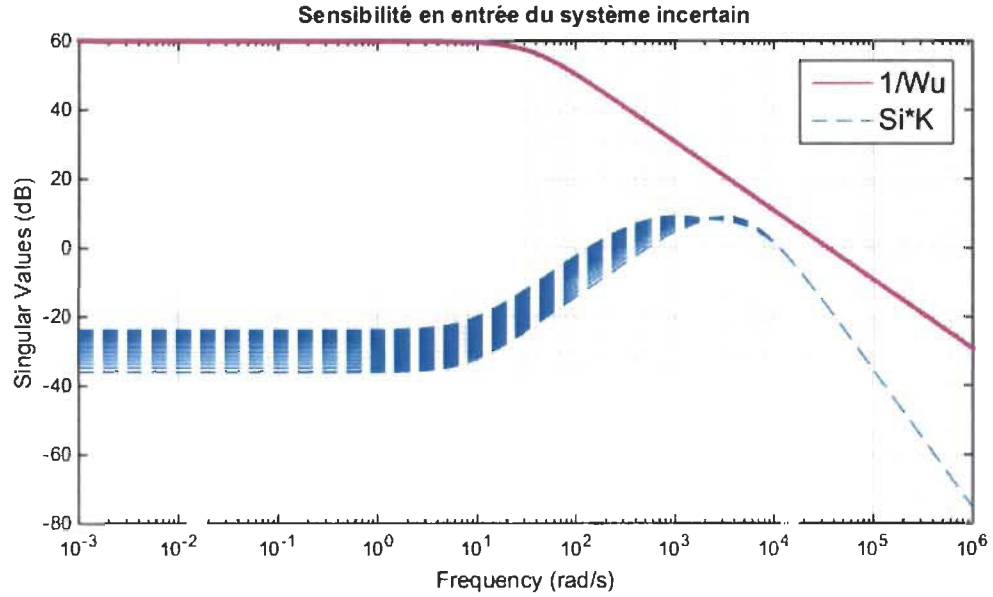


Figure 4-15 Sensibilité à l'entrée du système en boucle fermée

La Figure 4-16 montre que les bornes supérieure et inférieure de la synthèse μ sont inférieures en étant maintenues sous l'unité avec un maximum de borne égal à 0.6, ainsi le critère de stabilité robuste est satisfait. Cela implique que le contrôleur proposé assure la stabilité du système malgré les variations paramétriques du filtre RL. Étant donné que le système en boucle fermée obtient des performances robustes, la condition est satisfaite pour chaque incertitude et les valeurs singulières de la sensibilité de sortie sont donc inférieures aux valeurs singulières de W_t^{-1} .

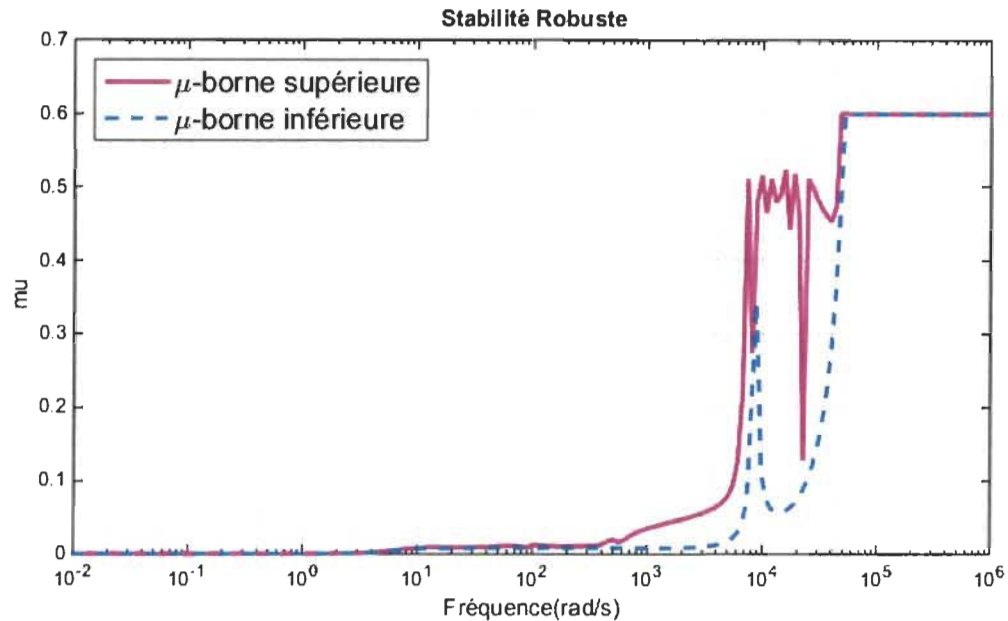


Figure 4-16 Analyse de la stabilité robuste du contrôleur proposé.

Rapport : le système incertain est robustement stable face à l'incertitude modélisée. Il peut tolérer jusqu'à 167% de l'incertitude modélisée. Une combinaison déstabilisante de 167% de l'incertitude modélisée a été trouvée. Cette combinaison provoque une instabilité à $5.17e^4$ rad/s. La sensibilité par rapport aux éléments incertains :

- 'L' est 100%. Augmenter de 25% «L» entraîne une baisse de 25% de la marge.
- 'R' est de 41%. L'augmentation de «R» de 25% entraîne une baisse de 10% de la marge.

La Figure 4-17 montre la norme H_∞ du système en boucle fermée avec le contrôleur K (s), et indique que le critère de performance nominal est également satisfait sur une large bande de fréquences, ce qui implique une performance de contrôle robuste même en présence d'une variation paramétrique dans la boucle de courant. Ainsi on peut conclure

que le contrôleur de μ synthèse peut fournir à la fois une stabilité robuste et des performances robustes.

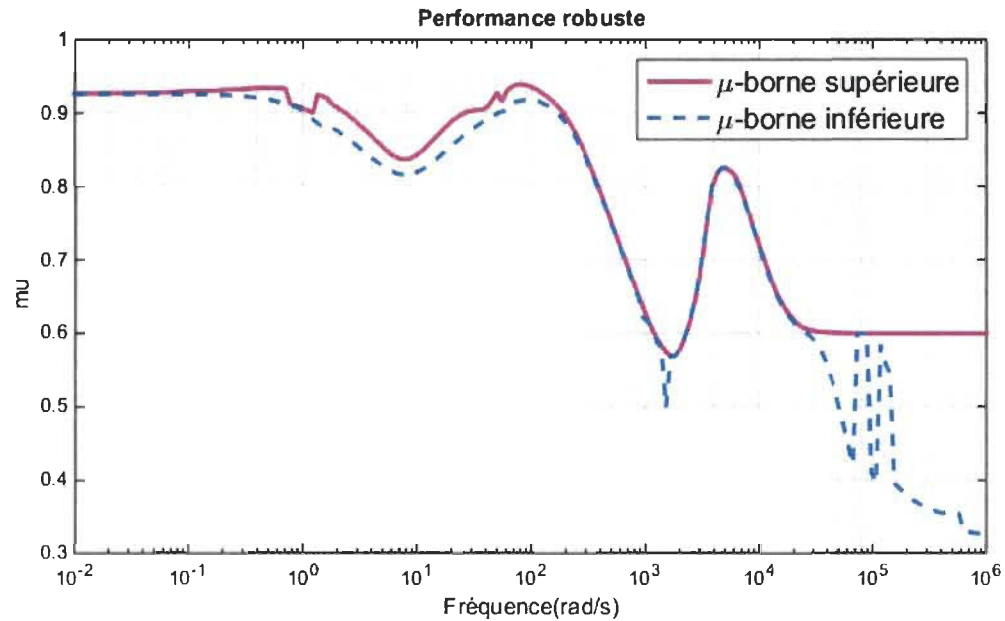


Figure 4-17 Analyse de la performance robuste du contrôleur proposé

Rapport : le système incertain réalise une robustesse de performance face à l'incertitude modélisée. Le compromis entre l'incertitude du modèle et le gain du système est équilibré à un niveau de 106% de l'incertitude modélisée. Une incertitude du modèle de 108% peut conduire à un gain d'entrée / sortie de 0,926 à 0,01 rad / seconde. La sensibilité par rapport aux éléments incertains :

- «L» est de 59%. Augmenter de 25% «L» entraîne une baisse de 15% de la marge.
- 'R' est de 40%. L'augmentation de «R» de 25% entraîne une baisse de 10% de la marge.

4.5 Résultats de la synthèse du contrôleur robuste à 3DOF pour la boucle de tension/courant par la méthode H_∞

Dans cette section, un contrôleur de courant et de tension basé sur la théorie du contrôle H_∞ est proposé pour le contrôle de la boucle interne et externe du DG. Comme cela a été expliqué, les Figure 4-18 et Figure 4-19 présentent les différents filtres de pondération choisis pour la synthèse des contrôleurs de courant et de tension. Les filtres de pondération $W_t(s)$ et $W_y(s)$ sont des fonctions complémentaires. Comme on peut l'observer sur les figures des filtres de pondération, le suivi de la référence que ça soit pour le courant ou la tension est seulement souhaité à la fréquence fondamentale désirée; tandis que la mise en forme de l'admittance souhaitée est, principalement, aux fréquences super-synchrones et aux fréquences subsynchrones. Enfin, la bande passante de contrôle est limitée à des fréquences élevées.

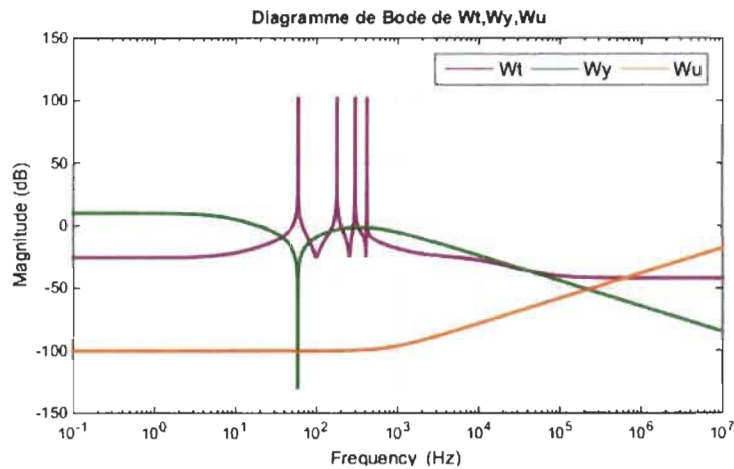


Figure 4-18 Diagramme de Bode des filtres de pondération choisis pour la boucle de courant

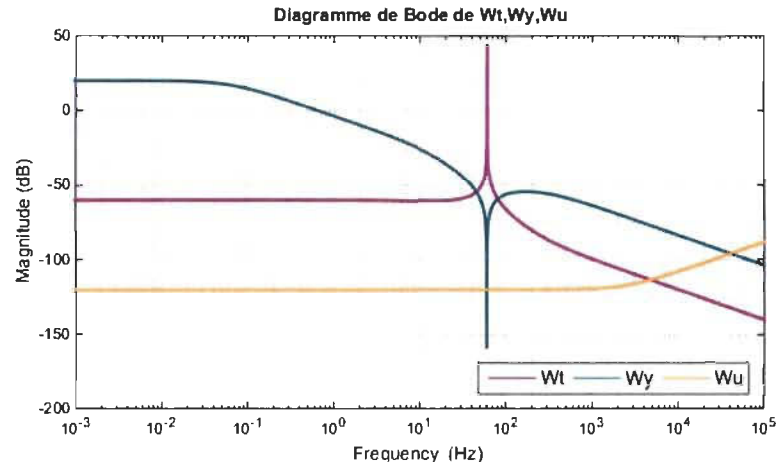


Figure 4-19 Diagramme de Bode des filtres de pondération choisis pour la boucle de tension

4.5.1 Résultats de synthèse du contrôleur robuste H_∞ pour la boucle de courant :

L'objectif est de contrôler le courant mesuré i du réseau pour suivre une référence donnée i^* à la fréquence fondamentale du réseau $\omega_1 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$. Pour cela, une fonction de transfert de suivi est définie (c'est-à-dire que $T_{ref}(s) = 1$ à une fréquence donnée signifie un suivi de courant parfait à cette fréquence et les oscillations peuvent être efficacement amorties et, par conséquent, des problèmes de stabilité dérivés sont évités. Un autre objectif est la minimisation de la différence entre le courant de sortie et celui du convertisseur $I(t)$ en prenant compte de la tension de sortie $V_f(t)$ pour garantir le suivi modèle-référence de $Y(S)$. La configuration générale du contrôle associé est présentée dans la Figure 4-20. Sur cette figure, le système $P(s)$ est développé par le circuit de la boucle interne de courant. Le problème de commande H_∞ optimale correspondant est donc de trouver un contrôleur $K(s)$ qui satisfait l'objectif cité plus haut.

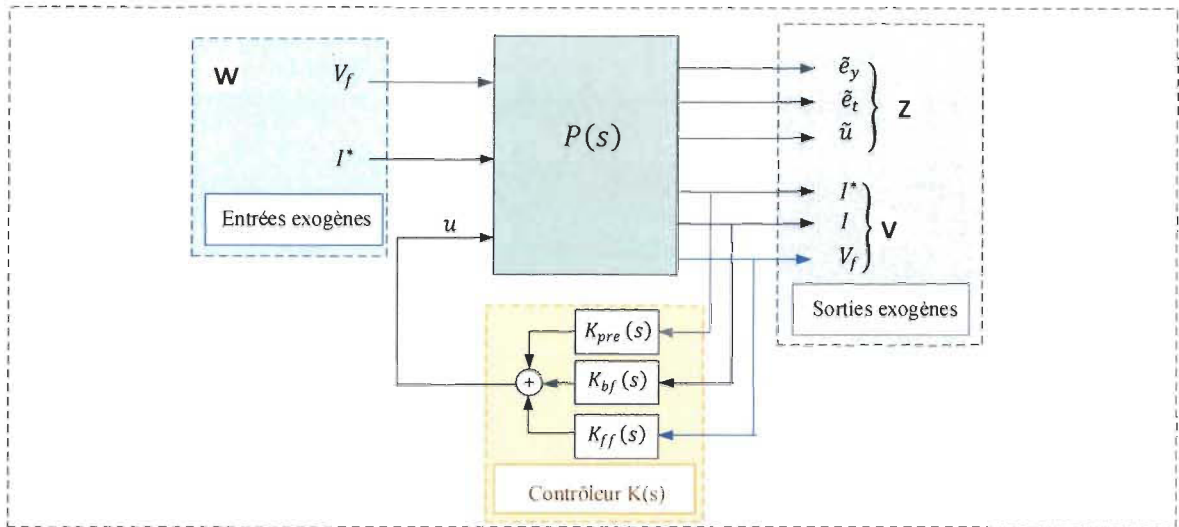


Figure 4-20 Représentation LFT de la boucle de courant augmentée avec contrôleur à 3DOF

Après avoir sélectionné les fonctions de pondération nécessaires, la conception du contrôleur H_∞ basé sur la méthodologie de conception présentée dans la section 4.3.2, peut être effectuée par la Boîte à outils du contrôleur robuste (Robust Control Toolbox) dans le logiciel Matlab®

Les paramètres du contrôleur robuste sont calculés en utilisant la commande *hinfsys*. Les paramètres des contrôleurs pré compensateur, par retour et d'anticipation sont respectivement indiqués dans l'équation suivante :

$$A_i = \begin{bmatrix} -3.581e+04 & -8.024e+04 & -2349 & 1460 & -8.745e+04 & -222 \\ 7.918e+04 & -3629 & -378.5 & 403.7 & -1.963e+04 & -97.55 \\ 2326 & -350 & -42.87 & 509 & -2445 & -17.69 \\ -1231 & -65.8 & -463.3 & -20.55 & 2582 & 11.67 \\ 8.745e+04 & -1.653e+04 & -2261 & 199.3 & -1.388e+05 & -1539 \\ -221 & 92.82 & 17.62 & -8.776 & 1537 & -4.91 \end{bmatrix}$$

$$B_i = \begin{bmatrix} 568.1 & -489 & 489 \\ -62.12 & 170.3 & -170.3 \\ -8.747 & 11.7 & -11.7 \\ 12.74 & -0.7405 & 0.7405 \\ -526.8 & 465.2 & -465.2 \\ 1.694 & -1.751 & 1.751 \end{bmatrix} \quad D_i = [0 \quad 0 \quad 0]$$

$$C_i = [895 \quad 248.7 \quad 18.72 \quad -12.78 \quad 842.8 \quad 3]$$

Le contrôleur de courant à 3 degrés de liberté obtenu initialement est du 16e ordre et après réduction on obtient un contrôleur du 6e ordre. Le diagramme de Bode du contrôleur à 3DOF est présenté à la Figure 4-21.

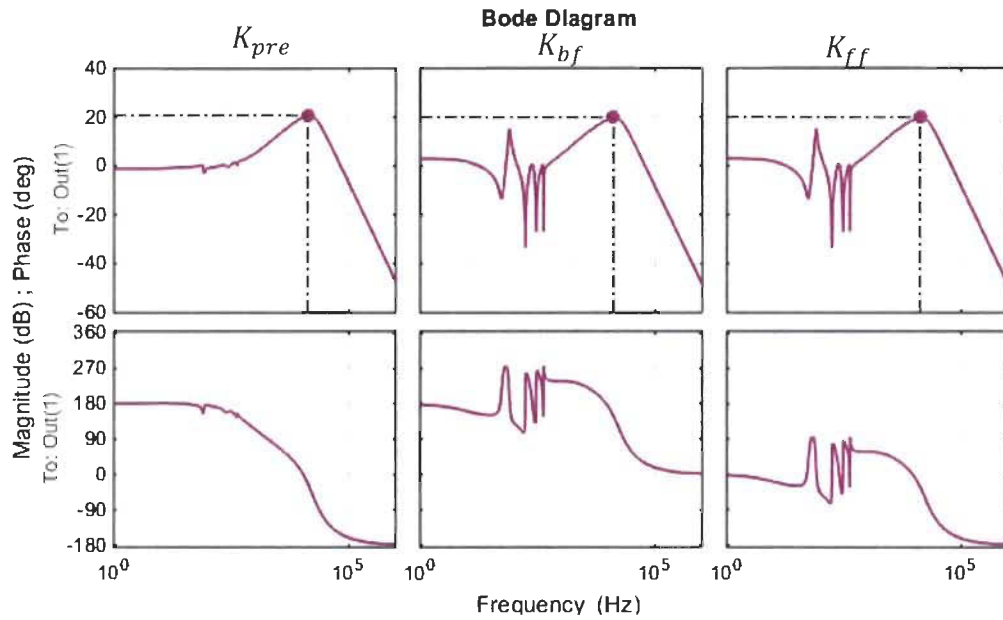


Figure 4-21 Diagramme de Bode du contrôleur de courant à 3DOF

4.5.2 Résultats de synthèse du contrôleur robuste H_∞ pour la boucle de tension

La configuration générale du contrôle associé est présentée dans la Figure 4-22. Sur cette figure, le système $P(s)$ est développé par le circuit de la boucle externe de tension. Le problème de commande H_∞ optimale correspondant est donc de trouver un contrôleur $K(s)$ qui satisfait l'objectif cité plus haut (voir section 4.3.2).

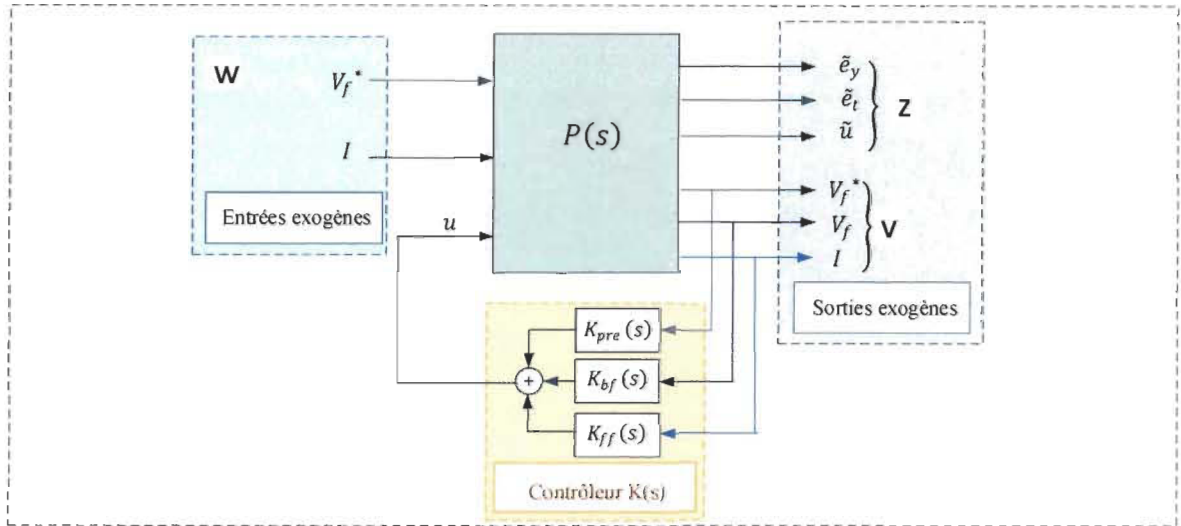


Figure 4-22 Représentation LFT de la boucle de tension augmentée

Après avoir sélectionné les fonctions de pondération nécessaires, la conception du contrôleur H_∞ basé sur la méthodologie de conception présentée en haut, peut être effectuée par la Boîte à outils du contrôle robuste (Robust Control Toolbox) dans le logiciel Matlab®.

Les paramètres du contrôleur robuste sont calculés en utilisant la commande *hinfsys*. Les paramètres des contrôleurs pré compensateur, par retour et d'anticipation sont respectivement indiqués dans les matrices d'état suivant :

$$A_v = \begin{bmatrix} -0.9886 & -377.1 & -0.1269 & -8.297 & 2.544 \\ 377.1 & -4.114 & -0.496 & -12.35 & 5.317 \\ -0.1267 & 0.4958 & -0.02253 & -3.873 & 0.6764 \\ 8.276 & -12.35 & 3.871 & -78.01 & 61.03 \\ 1.984 & -3.957 & 0.5049 & -46.74 & -133.8 \end{bmatrix}$$

$$B_v = \begin{bmatrix} -1.289 & 0.05029 & -0.05029 \\ 2.619 & 0.03087 & -0.03087 \\ -0.1085 & 0.00166 & -0.00166 \\ 4.56 & 0.08858 & -0.08858 \\ 1.257 & -0.7848 & 0.7848 \end{bmatrix}$$

$$D_v = [0 \ 0 \ 0]$$

$$C_v = [-1.291 \ -2.619 \ -0.1085 \ -4.562 \ 1.677]$$

Le contrôleur de courant à 3 degrés de liberté obtenu initialement est du 9e ordre et après réduction on obtient un contrôleur du 5e ordre. Le diagramme de Bode du contrôleur à 3DOF est présenté à la Figure 4-23.

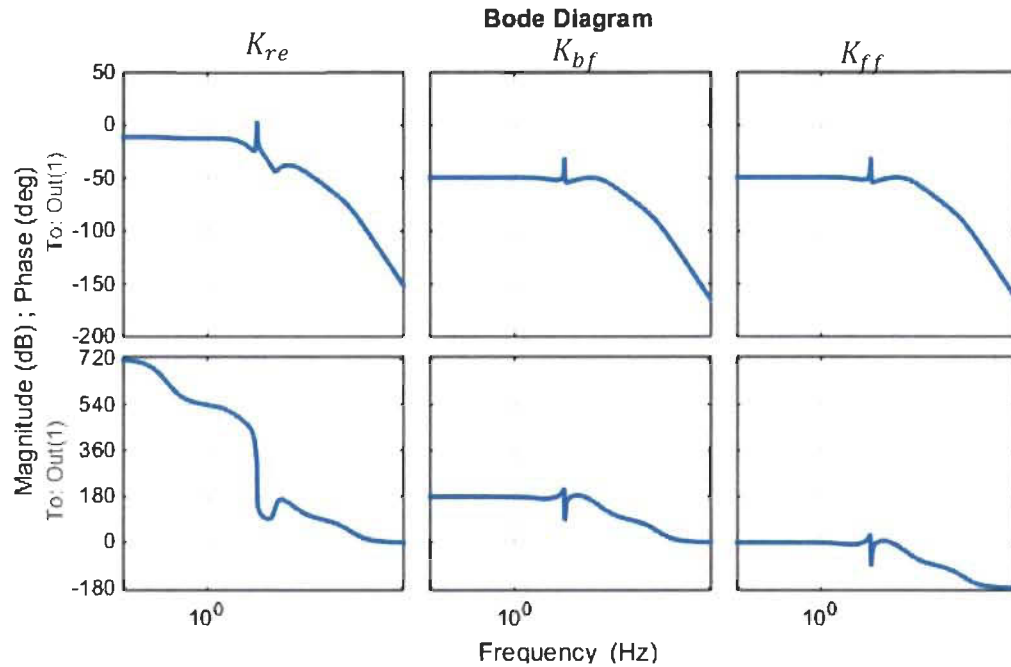


Figure 4-23 Diagramme de Bode du contrôleur de tension à 3DOF

4.6 Résultats de simulations

Le schéma de simulation du DG alimentant des charges utilisées pour évaluer la performance du système de contrôle multi boucle proposé dans le cadre du fonctionnement d'un système DG est présenté dans la Figure 3-19. Les simulations du générateur distribué sont effectuées sur un système d'une puissance de 18.75kVA, 208 V, 60 Hz. Toutes les simulations ont été réalisées à l'aide de Matlab / Simulink (R2014b) et de la boîte à outils SimPowerSystems. L'onduleur triphasé à base de RT-EVENTS d'OPAL-RT Technologies sous environnement MATLAB® est mis en œuvre pour vérifier le schéma de contrôle proposé en cascade.

Les simulations sont effectuées à l'aide du solveur ode23tb et le bloc "powergui" est configuré pour simuler des blocs de puissance en tant qu'éléments discrets avec un pas de simulation de $20 \mu s$. L'onduleur est interfacé par un bus de tension DC (banques de la batterie). Pour des raisons de simplicité dans cette étude, l'onduleur est alimenté par une source de tension de bus CC de 500V supposée idéale (sans variations de tension).

Les paramètres du filtre LC côté courant alternatif sont $L_f = 3,4 \text{ mH}$, $R_f = 28.8 \text{ m}\Omega$ et $C_f = 100 \mu F$. Le filtre de sortie est de $R_t = 14.4 \text{ m}\Omega$ et $L_t = 0.7 \text{ mH}$. Le DG est testé en mode de fonctionnement autonome. La fréquence d'échantillonnage de la PWM est de 2 kHz. Dans cette recherche les contrôleurs *2DOF* et *3DOF* sont discrétisés en utilisant la transformation de *Tustin* dans MATLAB®. Le temps d'échantillonnage pour cette recherche est $T_{sd} = 400 \mu s$. Divers essais comparatifs sont effectués pour vérifier la faisabilité du contrôleur proposé dans différentes conditions de fonctionnement en mode autonome.

4.6.1 Réponse en régime transitoire

Le but de ce test est de vérifier et comparer les performances du contrôleur robuste à 2DOF pour la boucle de courant et le contrôleur PR adaptatif pour la boucle de tension (nommé $H\infty - 2DOF_PR$ incluant les deux boucles) et le contrôleur $H\infty - 3DOF$ pour les deux boucles de courant et de tension par rapport au suivi du signal de référence de la tension et du courant.

Il faut noter que ce test n'est pas représentatif d'un scénario réel dans un système d'alimentation, car la tension est censée être fixée dans les réseaux et également dans les microréseaux. Cependant, pour vérifier la robustesse de la stratégie de contrôle proposée, un tel test est effectué dans cette section.

4.6.1.1 Changement de référence pour la tension

Pour le test de la tension de référence, le système fonctionne en mode autonome et les paramètres du système sont réglés à leurs valeurs nominales. La tension de référence du PCC augmente de 1 pu à 1.5 pu à $t = 0.5$ s et, après 0.15 s, descend à 1 pu. avec une charge résistive de $2kW$.

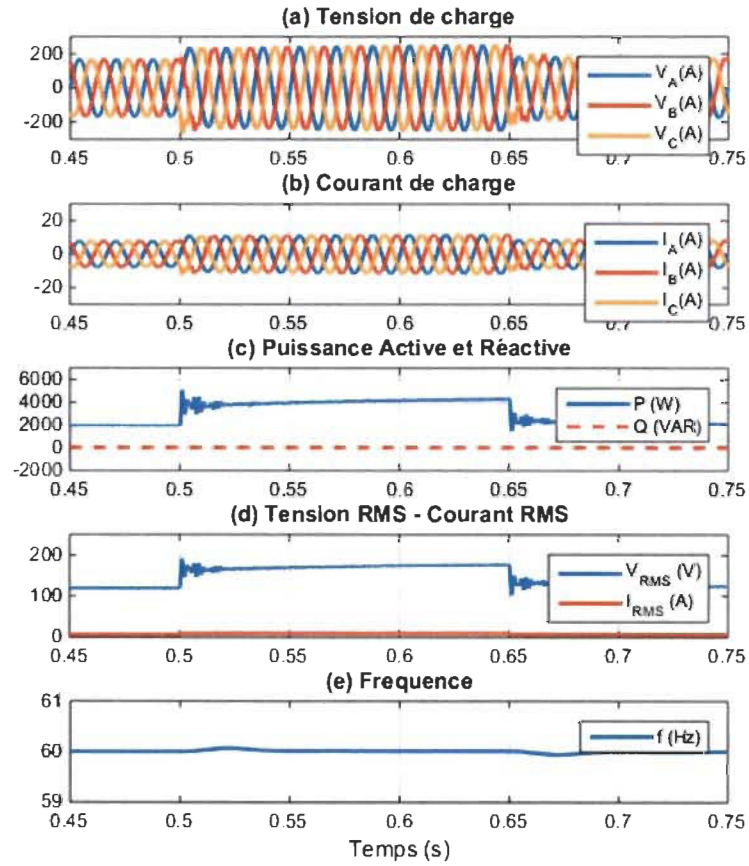


Figure 4-24 Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne de la tension avec contrôleur $H_{\infty} - 2DOF_PR$

Comme le montrent les Figure 4-24 et Figure 4-25, contrairement au contrôleur $H\infty - 3DOF$ qui fournit de bonnes performances avec une réponse transitoire d'environ trois cycles pour atteindre le régime permanent et une erreur statique nulle ; le contrôleur $H\infty - 2DOF_PR$ fournit un régime transitoire moins bon avec un temps de réponse lent pour atteindre le régime permanent et une erreur statique nulle en régime permanent.

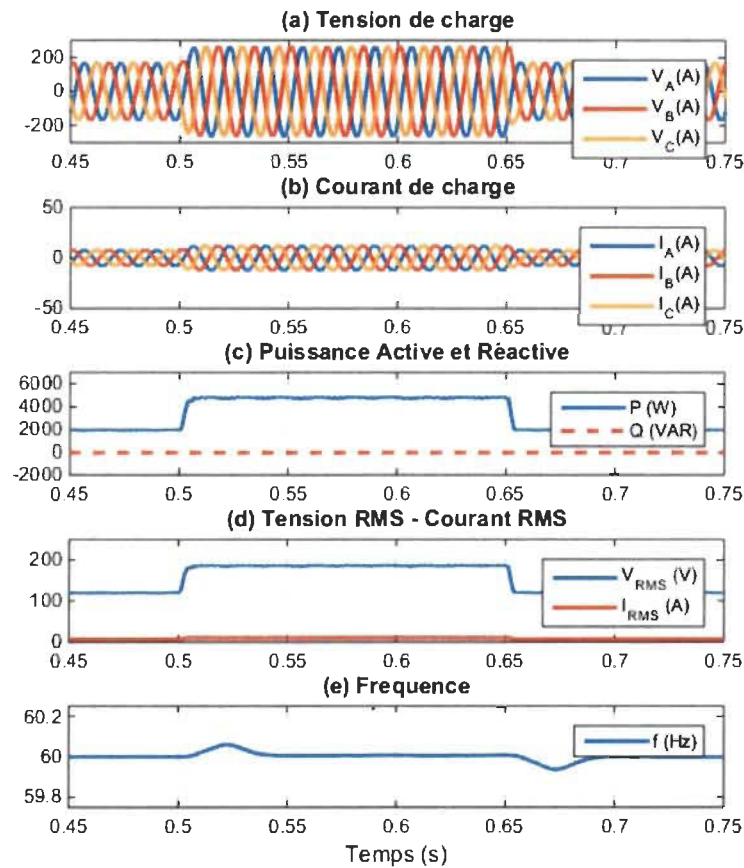


Figure 4-25 Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne de la tension avec contrôleur $H\infty - 3DOF$

4.6.1.2 Changement de référence pour le courant

Pour le test du courant de référence (boucle interne du courant), on a appliqué un changement de référence dans la boucle de courant de 1 pu à 1.5 pu à $t = 0.5$ s; et, après 0.15 s, la référence de courant descend à 1 pu avec une charge résistive de $2kW$.

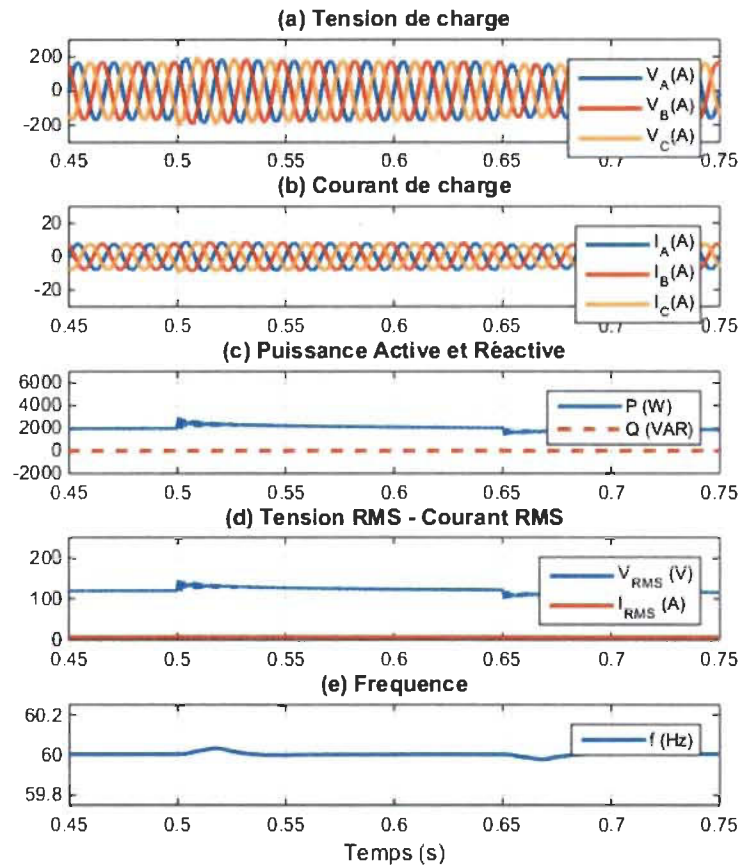


Figure 4-26 Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne du courant avec contrôleur robuste $H^\infty - 2DOF_PR$

Comme le montre les Figure 4-26 et Figure 4-27, la réponse transitoire aux changements de références du courant avec le contrôleur robuste $H\infty - 3DOF$ prend environ 3 cycles, avec une erreur statique en régime permanent nulle des formes d'onde de la tension et du courant. Contrairement au contrôleur $H\infty - 2DOF_PR$ qui ne suit pas la référence du courant imposée, ce qui présente un inconvénient contrairement au contrôleur $H\infty - 3DOF$.

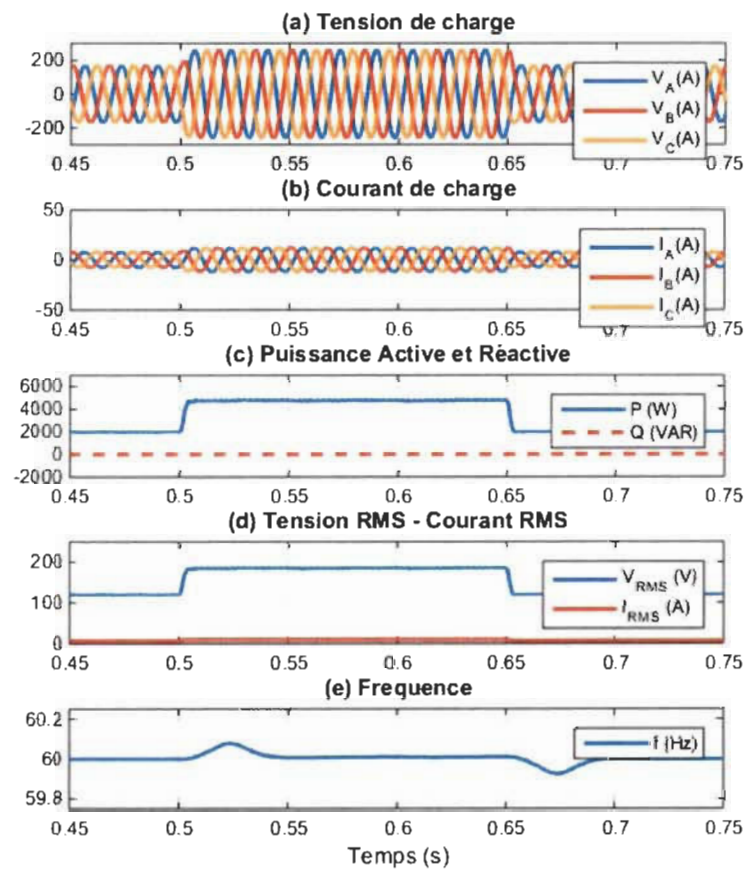


Figure 4-27 Réponse dynamique du DG aux changements d'échelons dans les points de consigne du courant avec contrôleur robuste $H\infty - 3DOF$

Le Tableau 4-5 montre la comparaison entre le THD de la tension et le THD du courant en régime permanent et lors du changement de référence pour les trois stratégies de contrôle proposées.

Tableau 4-5 Comparaison du THD pour la tension et le courant du DG lors de la variation de la référence avec différentes stratégies de contrôle

THD du Contrôleur		PI	$H^\infty - 2DOF_{PR}$	$H^\infty - 3DOF$
Régime permanent	Tension	0.71%	0.48%	0.47%
	Courant	0.71%	0.48%	0.47%
Changement de référence	Tension	1.22%	1.03%	1.01%
	Courant			1.07%

D'après le Tableau 4-5, le contrôleur $H^\infty - 3DOF$ possède le plus faible THD en régime permanent et au changement de référence de la tension contrairement aux autres contrôleurs. Seul le contrôleur $H^\infty - 3DOF$ suit à la fois la référence de la tension et du courant, ce qui n'est pas le cas des autres contrôleurs. Ainsi, la stratégie de contrôle proposée $H^\infty - 3DOF$ est meilleure que le contrôleur classique PI.

4.6.2 Robustesse aux perturbations de charge en mode autonome

Dans cette section, les stratégies de contrôle ont été évaluées en régime permanent et en mode autonome en utilisant quatre types de charges, incluant : charge R, charge RL, charge RC et une charge non linéaire.

4.6.2.1 Charge résistive (en mode autonome)

Ce test vérifie les performances robustes des contrôleurs étudiés dans ce chapitre par rapport aux variations d'une charge résistive. Le système fonctionne initialement en mode

îlot, dans les conditions de charge équilibrée nominale. Les paramètres du système sont sélectionnés selon la section 4.6. Une charge résistive triphasée de $3kW$ est déconnectée à $t = 0,8$ s et connectée à $t = 1$ s avec une autre charge résistive de $1kW$.

La Figure 4-28 (a) montre que les deux contrôleurs sont robustes par rapport aux changements imposés et régulent les tensions PCC à la valeur désirée en moins de deux cycles après chaque changement de charge. Lors de la déconnexion de la charge triphasée, les courants de la charge diminuent, et ensuite lors de la connexion de la charge les courants augmentent (Figure 4-28 (b)). Les deux stratégies de contrôle possèdent une vitesse de récupération plus rapide et une meilleure qualité de tension de sortie contre les perturbations de charge. La configuration de la charge choisie dans ce test n'entraîne pas l'instabilité du système.

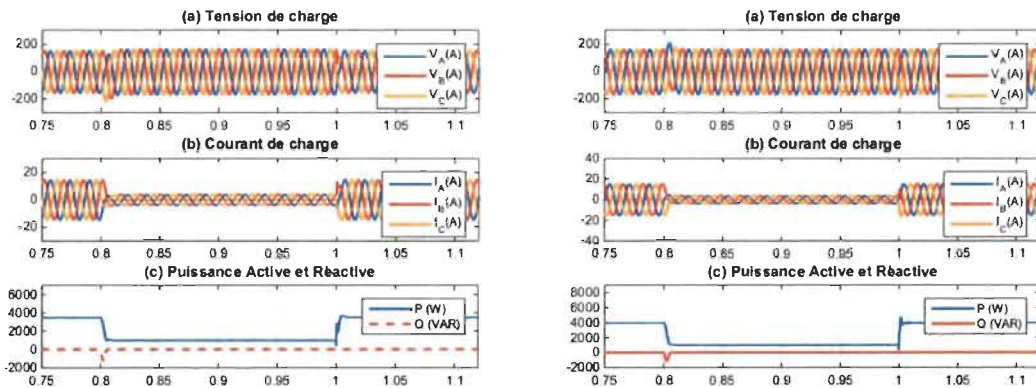


Figure 4-28 Réponse dynamique du DG face à la variation de la charge résistive : à gauche $H\infty - 3DOF$ et à droite $H\infty - 2DOF_PR$

4.6.2.2 Charge résistive inductive RL (en mode autonome)

Dans cette étude de cas, la robustesse du contrôleur par rapport aux variations d'une charge résistive inductive RL est évaluée. Les paramètres de charge sont réglés à leurs valeurs nominales et le contrôleur règle les tensions PCC à 1 pu. Une charge RL d'une

puissance de $2.5kW$ et $2kVAR$ est connectée au DG à $t = 1.2s$, puis déconnectée à $t = 1.4 s$.

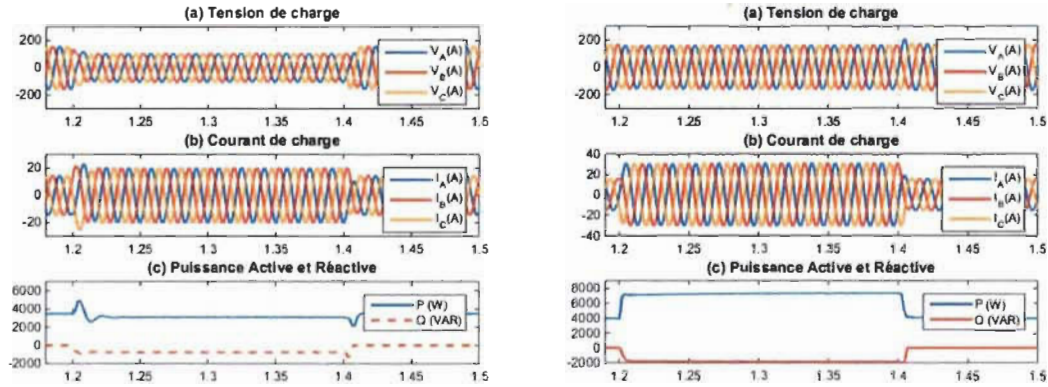


Figure 4-29 Réponse dynamique du DG face à la variation d'une charge résistive inductive : à gauche $H\infty - 3DOF$ et à droite $H\infty - 2DOF_PR$

Comme le montre la Figure 4-29, le système maintient sa stabilité pendant la connexion et la déconnexion de la charge RL pour les deux contrôleurs avec une chute de tension pour le contrôleur $H\infty - 3DOF$ due à la charge RL qui consomme de l'énergie réactive ; cependant, les tensions de charge subissent des régimes transitoires courts de 3cycles avant d'atteindre le régime permanent. Par contre le contrôleur $H\infty - 2DOF_PR$ maintient la tension à 1pu ; le générateur fournit ainsi à la fois de la puissance réactive et la puissance active correspondant à la puissance de charge RL connectée au générateur distribué (voir Figure 4-29).

4.6.2.3 Charge résistive capacitive RC (en mode autonome)

Dans cette étude de cas, la robustesse du contrôleur par rapport aux variations d'une charge résistive capacitive est évaluée. Les paramètres de charge sont réglés à leurs valeurs

nominales et le contrôleur règle les tensions PCC à 1 pu. Une charge capacitive est connectée au DG à $t = 1.6$ s, puis déconnectées à $t = 1.8$ s.

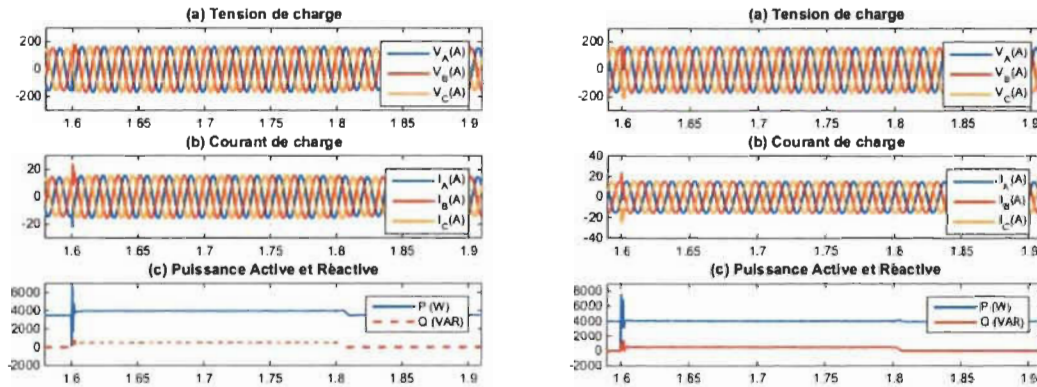


Figure 4-30 Réponse dynamique du DG face à la variation d'une charge capacitive : à gauche $H\infty - 3DOF$ et à droite $H\infty - 2DOF_PR$

Selon l'analyse de la stabilité du contrôleur, lors de la déconnexion de la capacité de charge, le système doit rester stable. Comme le montre la Figure 4-30, le système maintient sa stabilité pendant la connexion et la déconnexion de la charge résistive capacitive, les tensions de charge subissent des régimes transitoires courts (moins de deux cycles) qui restent dans les limites acceptables pour les deux contrôleurs étudiés.

4.6.2.4 Avec une charge non linéaire (mode autonome)

Dans ce test, la performance du DG avec une charge non linéaire est étudiée. Le système fonctionne initialement en mode autonome, avec une charge équilibrée nominale. Un redresseur triphasé à pont de diode est connecté au PCC à $t = 2$ s. Les bornes de sortie du redresseur à son côté DC sont reliées à une charge dont les paramètres sont $R_{ch} = 18\Omega$. Le redresseur est une charge non linéaire et génère des courants harmoniques. La Figure 4-31 (a) montre les tensions PCC qui sont déformées après la connexion de la charge du

redresseur. Le THD de la tension augmente de 0.47% à 9.7% pour le contrôleur $H^\infty - 3DOF$ et de 0.44% à 11.30% pour le contrôleur $H^\infty - 2DOF_PR$ en raison de la charge du redresseur.

Les variations des courants de charge et des puissances active et réactive en raison de l'excitation du redresseur sont représentées sur les Figure 4-31 b) et c), respectivement. Bien que les courants d'entrée du redresseur soient déformés (THD =10.52%), les résultats de simulations indiquent une performance satisfaisante du contrôleur $H^\infty - 3DOF$ par rapport au contrôleur $H^\infty - 2DOF_PR$ en régime permanent qui fournit plus de puissance active et de courant pour la charge non linéaire. Ce test vérifie que le système de boucle fermée avec le contrôleur $H^\infty - 3DOF$ est stable même lorsque la charge résistive est augmentée avec une charge du redresseur.

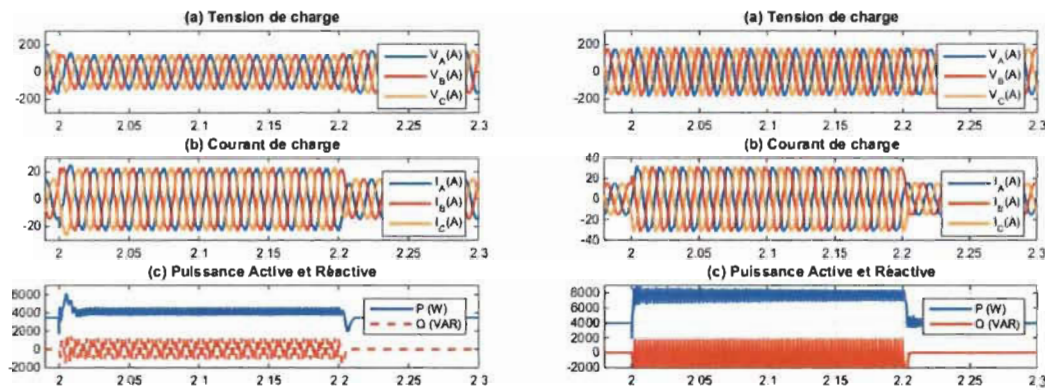


Figure 4-31 Évaluation des performances du DG lors de la connexion d'une charge non linéaire : à gauche $H^\infty - 3DOF$ et à droite $H^\infty - 2DOF_PR$

Le Tableau 4-6 montre une comparaison entre les THD de la tension et du courant au PCC en utilisant les stratégies de contrôle PI, $H^\infty - 2DOF_PR$ et $H^\infty - 3DOF$ pour les quatre types de charges.

Comme le montre le Tableau 4-6, la stratégie de contrôle $H_\infty - 3DOF$ proposée a un THD faible dans toutes les conditions de charge sauf pour la charge non linéaire, où le contrôleur PI possède un THD faible. Cela démontre que la stratégie de contrôle proposée $H_\infty - 3DOF$ présente un meilleur THD face à la perturbation de la charge et une meilleure qualité de puissance que la stratégie de contrôle PI.

Tableau 4-6 Comparaison du THD de la tension de sortie et du courant avec les différentes conditions de charge

THD du Contrôleur		PI	$H_\infty - 2DOF_PR$	$H_\infty - 3DOF$
Charge R	Tension	0.54%	0.31%	0.30%
	Courant	0.54%	0.31%	0.30%
Charge RL	Tension	0.64%	0.43%	0.28%
	Courant	0.42%	0.28%	0.14%
Charge RC	Tension	0.44%	0.20%	0.10%
	Courant	0.64%	0.44%	0.31%
Charge non linéaire	Tension	8.40%	11.30%	9.7%
	Courant	8.94%	12.91%	10.52%

4.7 Conclusion

Ce chapitre présente une stratégie de contrôle robuste à 2DOF pour la boucle de courant combinée à un contrôleur proportionnel résonant pour la boucle de tension, et une autre stratégie de contrôle robuste à 3DOF pour le contrôle des boucles de tension et de courant en cascade du générateur distribué, le DG est connecté à un filtre LCL qui peut être utilisé dans les microréseaux en mode autonome ou connecté au réseau électrique. Les deux méthodes de contrôle robuste proposées sont synthétisées sur la base d'une minimisation structurée de la valeur singulière ayant pour objectif le maintien d'un fonctionnement stable

pour une large gamme d'incertitudes paramétriques, et garantir de bonnes performances pour une régulation robuste de la tension et du courant. Pour obtenir la performance souhaitée et atténuer le signal de perturbation, un contrôleur à 3DOF est alors proposé et reformulé comme un problème d'optimisation synthétisé par la méthode de contrôle H_∞ . Les performances du contrôleur à 3DOF sont comparées à un contrôleur robuste à 2DOF (avec précompensateur et par retour).

De plus, l'introduction des critères de performance et de robustesse dans la structure de contrôle du contrôleur à 3DOF améliore significativement la performance du système par rapport au contrôleur à 2DOF basé sur la technique μ synthèse. Le contrôleur à 3DOF proposé permet le rejet élevé de perturbation avec le maintien d'un faible THD de tension et de courant, il assure une stabilité et une performance robuste en fonction de la variation d'impédance du réseau ; par conséquent, il peut améliorer la stabilité et la performance des unités DG dans un microréseau électrique, ce qui est vérifié et étudié dans le chapitre suivant. Cependant, il conviendrait de redoubler d'efforts pour ajuster les fonctions de pondération à l'avenir pour améliorer les résultats du contrôleur à 2DOF et 3DOF.

Le contrôleur à 3DOF proposé dans ce chapitre sera utilisé dans le chapitre suivant afin de former un microréseau en ajoutant une boucle de contrôle primaire pour le partage de puissance entre les générateurs distribués.

Chapitre 5 - Contrôle primaire du MG

Les performances ainsi que la stabilité d'un micro réseau dépendent en grande partie de la stratégie de contrôle du flux de puissance. Ainsi en utilisant le contrôleur proposé dans le chapitre 4, l'objectif de ce chapitre est de présenter les différentes méthodes de contrôle du partage de puissance conventionnelles. Une méthode découplée basée sur une fonction trigonométrique est proposée dans ce chapitre pour un contrôle coordonné des DG dans le MG tout en maintenant un fonctionnement fiable et stable. Ce chapitre explore les différentes limitations fondamentales des stratégies conventionnelles à travers différents scénarios d'étude et de simulation et montre les performances de la stratégie de contrôle proposée dans le MG.

L'un des défis les plus importants du contrôle primaire (contrôle décentralisé ou contrôle local) est de réguler l'amplitude de la tension et de la fréquence d'un microréseau. Ce niveau de contrôle est largement utilisé dans le contrôle des MG, le contrôle primaire fait appel à des mesures locales, il permet un partage de puissance précis demandé par la charge et ne nécessite aucune communication entre les convertisseurs de puissance en fonctionnement normal. Ce contrôleur est capable de fonctionner en mode autonome et connecté au réseau avec un transfert de puissance sans interruption d'un mode à l'autre [1].

La stratégie de contrôle de statisme est la méthode la plus utilisée dans le contrôle des microréseaux basés sur les systèmes DG fonctionnant en parallèle afin de garantir un partage de puissance active et réactive entre les charges. Ce partage de puissance est en

fonction de la capacité de chaque DG pour éviter leurs surcharges et d'assurer un fonctionnement stable du microréseau. D'autres systèmes de contrôle tels que le contrôle isochrone, la compensation contre-courant, et le partage moyen du courant ont été utilisés, mais ceux-ci exigent des communications pour un fonctionnement stable, et donc ne sont pas robustes en cas de panne de communication.

Dans le cas général, si l'on écrit les équations du débit de puissance pour une source de tension connectée à un réseau électrique à travers une impédance de ligne, un rapport entre la puissance active/l'angle de phase de la tension et entre la puissance réactive/l'amplitude de tension peut être obtenu. Cependant, ces relations sont fondées sur l'hypothèse de manière significative de la façon dont les lignes de distribution sont modélisées, les impédances de sortie des systèmes DG sont généralement différentes et il existe une forme spécifique de contrôle de statisme adapté pour chaque impédance, qui peut être résistive (R / onduleurs), capacitive (C / onduleurs), résistive-capacitive (RC / onduleurs) ou résistive-inductive (RL / onduleurs). Dans la littérature, il est rapporté qu'il est impossible de faire fonctionner un onduleur à sortie inductive en parallèle avec un autre convertisseur ayant une sortie capacitive [117]. Dans la plupart des cas, l'impédance de sortie est inductive (L) autour de la fréquence fondamentale. Cependant, pour les microréseaux basse tension, l'impédance de ligne équivalente entre deux systèmes DG peut être résistive ou inductive (avec un transformateur ou une inductance de couplage entre le DG et le MG), dans ce cas-là la résistance de l'impédance R ne peut plus être négligée [118].

5.1 Contrôle de statisme conventionnel

La méthode de contrôle de statisme conventionnelle basée sur la fréquence et la tension permet aux unités DG de partager la demande de charge sans communication physique

mais par l'émulation d'un système d'alimentation traditionnel des générateurs synchrones connectés en parallèle ; les impédances équivalentes entre les onduleurs mis en parallèle présentent un rapport R/X élevé. Les puissances active (P_L) et réactive (Q_L) délivrées par l'unité DG, avec la tension E injectée au point PCC à travers l'impédance Z_0 (Figure 5-1), sont décrites dans les équations (5-1) et (5-2) :

$$P_L = \left(\frac{EV_0}{Z_0} \cos \delta - \frac{V_0^2}{Z_0} \right) \cos \theta + \frac{EV_0}{Z_0} \sin \delta \sin \theta \quad 5-1$$

$$Q_L = \left(\frac{EV_0}{Z_0} \cos \delta - \frac{V_0^2}{Z_0} \right) \sin \theta - \frac{EV_0}{Z_0} \sin \delta \cos \theta \quad 5-2$$

Où δ est la différence de phase entre l'alimentation et le PCC, souvent appelé l'angle de puissance, et $Z_0 = R_L + jX_L$.

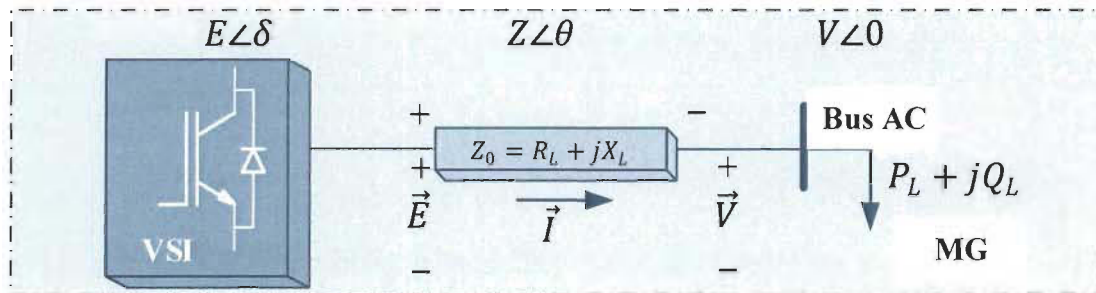


Figure 5-1 Circuit équivalent d'un DG connecté au bus AC

5.1.1 Cas 1 : impédance inductive ($\theta = 90^\circ$)

En ignorant le filtre capacitif et la résistance parasite entre l'onduleur et le bus AC dans la Figure 5-1, le circuit équivalent d'un onduleur connecté à un bus AC peut être simplifié comme le montre la Figure 5-2 (a).

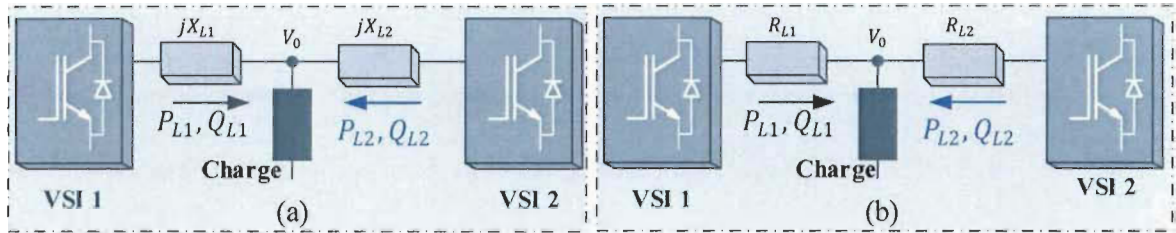


Figure 5-2 Flux de puissance entre deux sources de tension à travers : (a) impédance inductive, (b) impédance résistive

En supposant qu'il n'y a qu'une d'inductance X_L entre l'onduleur et le bus AC.

$$X_L = \omega_0 \sum L = \omega_0 (L_{lf} + L_T)$$

Où L_{lf} est l'inductance du filtre, L_T est l'inductance de sortie et ω_0 est la fréquence angulaire fondamentale.

$$P_L = VI \cos \theta = \frac{1}{x_L} EV \sin \delta \quad 5-3$$

$$Q_L = VI \sin \theta = \frac{1}{x_L} (EV \cos \delta - V^2) \quad 5-4$$

Où $\cos \theta$ est le facteur de puissance, et δ est l'angle d'alimentation. Dans le cas où l'angle de puissance δ est faible (moins de 0.1rad), on peut supposer que : $\sin \delta \approx \delta$ et $\cos \delta \approx 1$, ainsi, nous pouvons simplifier les équations (5-3) et (5-4) comme suit :

$$P_L = \frac{EV}{x_L} \sin \delta \approx \frac{EV}{x_L} \delta \quad 5-5$$

$$Q_L = \frac{EV}{x_L} \cos \delta - \frac{V^2}{x_L} \approx \frac{V}{x_L} (E - V) \quad 5-6$$

La dérivée des équations (5-5) et (5-6) est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{\partial P_L}{\partial E} = \frac{V}{X_L} \delta \\ \frac{\partial P_L}{\partial \delta} = \frac{EV}{X_L} \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} \frac{\partial Q_L}{\partial E} = \frac{V}{X_L} \\ \frac{\partial Q_L}{\partial \delta} = 0 \end{cases} \quad 5-7$$

Comme on le voit dans les équations (5-5), (5-6) et (5-7), la puissance active dépend de l'angle de puissance δ et peut être réglée avec l'angle δ de la tension ; la puissance réactive dépend de la tension de sortie E et peut être réglée avec l'amplitude de tension E séparément. Ces équations conduisent à l'idée de base du contrôle de statisme.

Afin de réaliser un partage de puissance entre les onduleurs en parallèle, nous pouvons utiliser les caractéristiques de statisme avec la puissance active en fonction de la fréquence (P-f) et la puissance réactive en fonction de la tension (Q-E) comme le montre la Figure 5-3. Les références de l'amplitude de tension et de fréquence du DG peuvent être exprimées comme suit :

$$f = f_n^* - m_p(P - P^*) \quad 5-8$$

$$E = E_n^* - n_q(Q - Q^*) \quad 5-9$$

où P^* et Q^* sont les sorties des puissances active et réactive (également appelé le point de consigne de puissance) que le DG peut fournir. f_n^* et E_n^* sont la fréquence et l'amplitude de tension de sortie, respectivement ; P et Q sont les puissances active et réactive à la sortie du convertisseur, respectivement ; f et E sont la fréquence et la valeur efficace de la tension de référence, respectivement ; m_p et n_q sont les coefficients proportionnels de statisme pour la fréquence et la tension, respectivement.

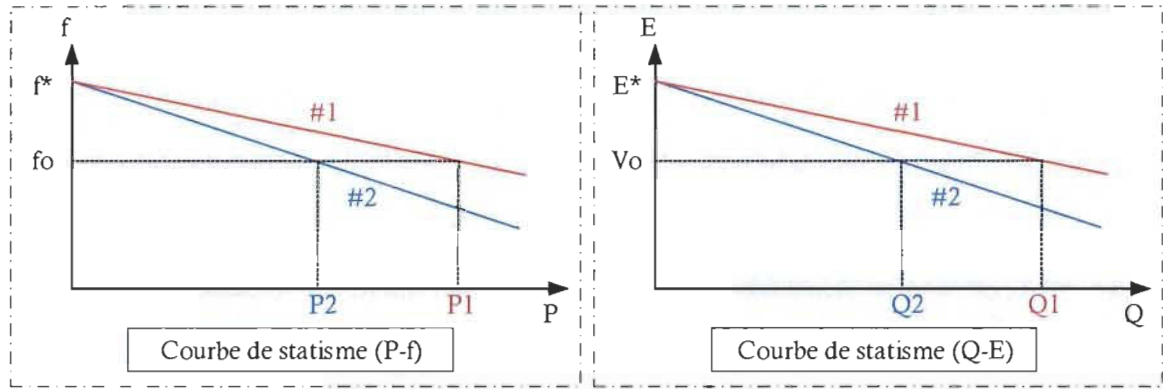


Figure 5-3 Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (inductive)

Ces coefficients sont choisis en fonction de la puissance active P^* et la puissance réactive Q^* . Le schéma de commande des puissances sur la base des formules (5-8) et (5-9) est représenté sur la Figure 5-4.

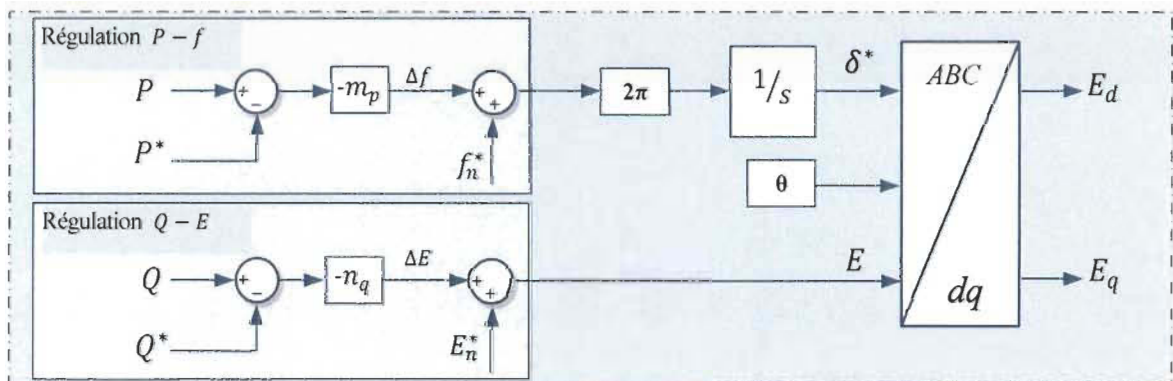


Figure 5-4 Schéma bloc de commande des puissances P-f / Q-E

5.1.2 Cas 2 : impédance résistive $\theta=0^\circ$

Dans le cas d'un microréseau à basse tension, l'impédance équivalente entre deux systèmes DG peut-être résistive ou résistive inductive (avec un transformateur ou une inductance de couplage entre le DG le MG). Dans cette configuration l'impédance de ligne devient résistive (R_L ne peut plus être négligée) ; comme le montre la Figure 5-2 (b),

l'inductance de ligne est beaucoup plus faible (peut être ignorée dans certains cas) avec un rapport de R/X élevé et $\theta = 0^\circ$. Ainsi, les équations (5-1) et (5-2) peuvent être écrites comme suit :

$$P_L = VI \cos \theta = \frac{1}{R_L} (EV \cos \delta - V^2) \quad 5-10$$

$$Q_L = VI \sin \theta = -\frac{1}{R_L} EV \sin \delta \quad 5-11$$

Dans le cas où l'angle de puissance δ est faible, on peut supposer que $\sin \delta \approx \delta$ et $\cos \delta \approx 1$, ainsi, nous pouvons simplifier les équations (5-10) et (5-11) comme suit :

$$P_L = \frac{EV}{R_L} \cos \delta - \frac{V^2}{R_L} \approx \frac{V}{R_L} (E - V) \quad 5-12$$

$$Q_L = \frac{-EV}{R_L} \sin \delta \approx -\frac{EV}{R_L} \delta \quad 5-13$$

La dérivée des équations (5-10) et (5-11) est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial E} = \frac{V}{R_L} \\ \frac{\partial P}{\partial \delta} = 0 \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} \frac{\partial Q}{\partial E} = -\frac{V}{R_L} \delta \\ \frac{\partial Q}{\partial \delta} = -\frac{EV}{R_L} \end{cases} \quad 5-14$$

Comme on peut le voir d'après les équations (5-12), (5-13) et (5-14), la puissance active P_L est commandée par l'amplitude de la tension du DG ; et la puissance P_L n'est pas affectée par l'angle δ . Le flux de la puissance réactive est dominé par l'angle δ ; ainsi, la puissance réactive Q_L peut-être régulée par l'angle de puissance δ , tandis que la variation de l'amplitude de la tension de sortie du convertisseur E a peu d'impact sur la puissance réactive Q_L .

Dans ce cas, nous pouvons utiliser les caractéristiques de contrôle de statisme $P - E$ et $Q - f$ pour réaliser le partage de puissance entre les onduleurs connectés en parallèle comme le montre la Figure 5-5.

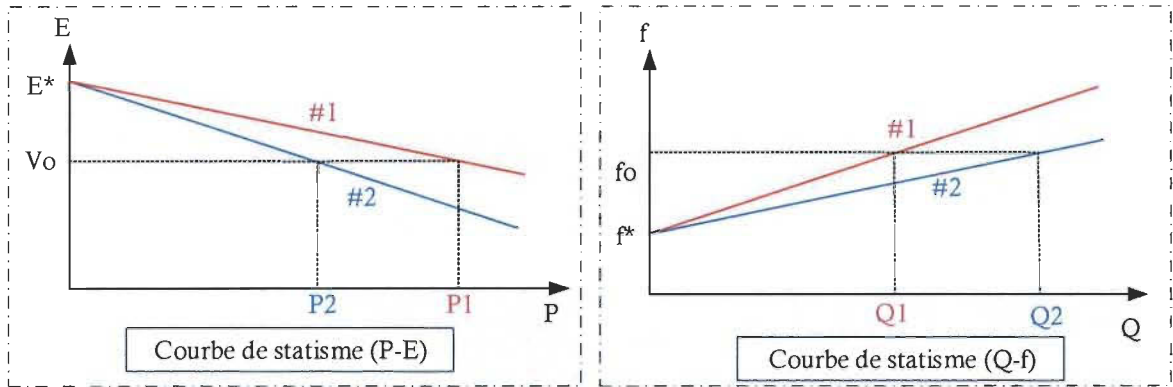


Figure 5-5 Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (résistive)

Ainsi, on peut exprimer les références de l'amplitude de tension du DG de la manière suivante :

$$f = f_n^* + m_q(Q - Q^*) \quad 5-15$$

$$E = E_n^* - n_p(P - P^*) \quad 5-16$$

Où n_p et m_q sont les coefficients de statisme de la tension et la fréquence, respectivement. Ces coefficients sont choisis en fonction des puissances de référence P^* et Q^* . Le schéma fonctionnel de commande des puissances sur la base des formules (5-15) et (5-16) est présenté sur la Figure 5-6

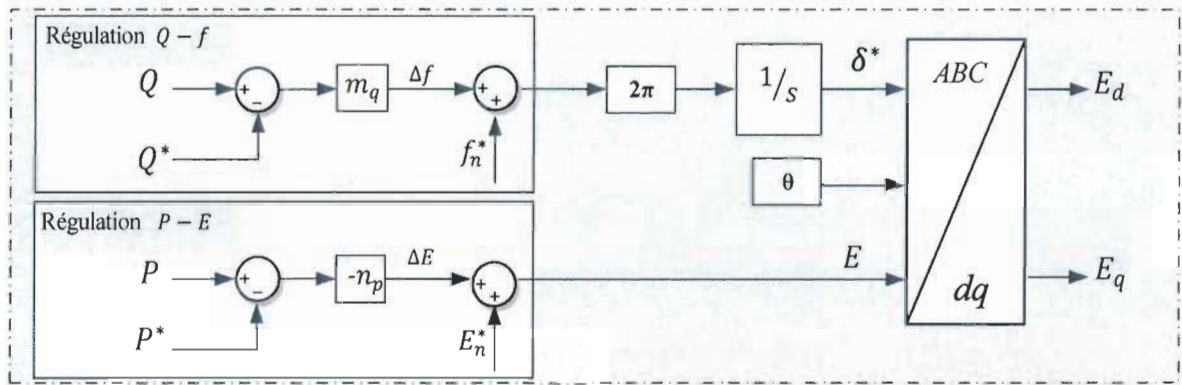


Figure 5-6 Schéma bloc de commande des puissances P-E/Q-f

5.2 Calcul des coefficients de statisme

Les points de consigne dans les équations (5-8), (5-9) et (5-15), (5-16) agissent comme un agent de communication virtuel pour obtenir une performance de partage de puissance correcte entre les différents générateurs distribués pour un fonctionnement autonome. Comme étude de cas pour cette section, les coefficients de partage de puissance sont dimensionnés avec une puissance pour chaque générateur distribué de 15kW, et l'amplitude de tension nominale est $V = 120V$. La variation de l'amplitude de tension et de fréquence pour chaque DG suit les limites autorisées par les normes IEEE Std 1547™, (IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems) [119].

Ainsi, le pourcentage de la variation de tension nominale peut varier de 5% au-dessus ou au-dessous, et la fréquence varie de 59,5 Hz à 60,5 Hz. La fréquence nominale est 60Hz selon les recommandations des normes. Il faut savoir que les écarts de fréquence et de l'amplitude de tension de sortie doivent être limités dans une plage acceptable, à savoir :

$$\begin{cases} |f^* - f| \leq \Delta f_{max} \\ |E^* - E| \leq \Delta E_{max} \end{cases} \quad 5-17$$

où Δf_{max} et ΔE_{max} sont les limites maximales acceptables de la variation de la tension et de la fréquence.

À partir de ces définitions, il est possible de calculer les coefficients de commande des puissances actives et réactives m_p et n_q pour la commande de statisme P-f/Q-E et m_q et n_p pour la commande de statisme P-E/Q-f, respectivement. Les équations (5-18) et (5-19) montrent le calcul des coefficients de statisme. Dans ce cas P_{max} est considérée égale à la valeur de la puissance nominale du DG et P_{min} peut avoir une valeur nulle ou la même valeur de P_{max} mais avec signal opposé. Il en va de même pour Q_{max} et Q_{min} , tout dépend du cas d'utilisation :

$$\begin{cases} m_p = \frac{f_{max} - f_{min}}{P_{max} - P_{min}} \\ n_q = \frac{E_{max} - E_{min}}{Q_{max} - Q_{min}} \end{cases} \quad 5-18$$

$$\begin{cases} n_p = \frac{E_{max} - E_{min}}{P_{max} - P_{min}} \\ m_q = \frac{f_{max} - f_{min}}{Q_{max} - Q_{min}} \end{cases} \quad 5-19$$

$$\begin{cases} m_p = \frac{\Delta f(Hz)}{P_{max}(pu) - P_{min}(pu)} = 0.5 \\ n_q = \frac{\Delta V(V)}{Q_{max}(pu) - Q_{min}(pu)} = 0.05 \end{cases} \quad 5-20$$

$$\begin{cases} m_q = \frac{\Delta f(Hz)}{Q(pu) - Q_{min}(pu)} = 0.5 \\ n_p = \frac{\Delta V(V)}{P_{max}(pu) - P_{min}(pu)} = 0.05 \end{cases} \quad 5-21$$

où $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$

Pour permettre un découplage entre les boucles de régulation des puissances et pour obtenir une injection de puissance de qualité élevée, les puissances active et réactive

moyennes correspondantes aux composantes fondamentales sont obtenues par un filtre passe-bas (LPF) dans (5-20) et (5-21) dans lequel ω_c est la fréquence de coupure du filtre.

$$P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} p \quad 5-22$$

$$Q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} q \quad 5-23$$

5.3 L'impédance virtuelle

Le contrôle de statisme conventionnel a été mis en œuvre avec des réseaux électriques principalement inductifs. Tel que présenté dans les sections précédentes, la commande de statisme adapté pour les convertisseurs d'électronique de puissance suit la même hypothèse. Cependant, dans les réseaux de distribution cette hypothèse ne tient pas toujours puisque le rapport X/R est généralement plus petit. Afin de fournir une plus grande flexibilité de conception pour l'impédance de connexion vue par un générateur distribué [51, 53, 120], une impédance virtuelle Z_v peut être incorporée dans la commande du convertisseur (voir Figure 5-7). Cette impédance virtuelle est additionnée à la véritable impédance de connexion existante avec un rapport X/R donné.

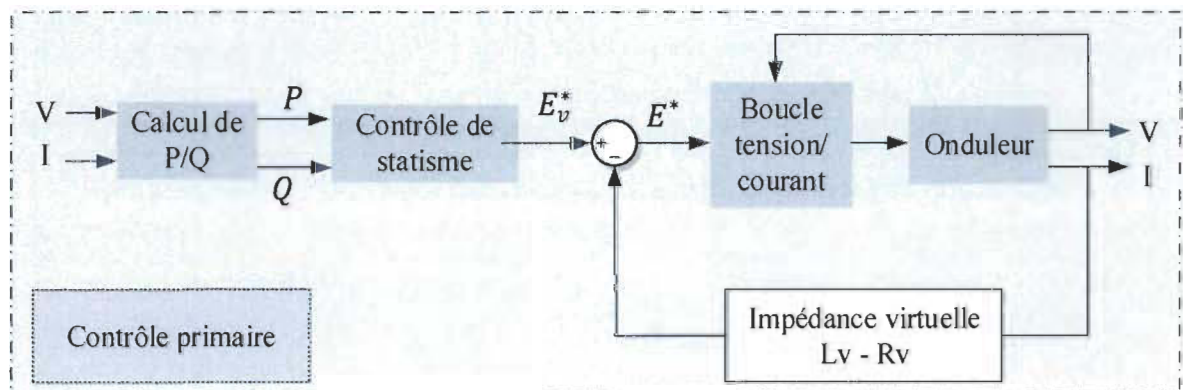


Figure 5-7 Contrôle de statisme avec boucle d'impédance virtuelle

La valeur de référence de la tension E_v^* obtenue par la commande de statisme n'est pas directement utilisée comme valeur de référence pour la tension de sortie du DG, mais cette composante de tension est soustraite du courant de sortie i_t qui est multiplié par l'impédance virtuelle $Z_v(s)$, afin de simuler une chute de tension aux bornes d'une impédance virtuelle et ainsi la tension E^* obtenue est utilisée comme référence pour le régulateur de tension. Dans le cadre de référence dqo , l'impédance virtuelle peut être modélisée comme suit :

$$E_d^* = E_{vd}^* + \omega L_v i_{tq} - R_v i_{td} \quad 5-24$$

$$E_q^* = E_{vq}^* - \omega L_v i_{td} - R_v i_{tq} \quad 5-25$$

Ce concept offre la possibilité de modifier l'impédance vue par la connexion d'un générateur distribué à une valeur souhaitée sans pertes supplémentaires.

5.4 Contrôle de statisme *arctan* avec mécanisme de découplage

Dans les microréseaux basse tension, l'impact de l'impédance de ligne ne peut pas être complètement ignoré, le couplage des puissances active et réactive a un impact sur la régulation de la tension et de la fréquence. Dans cette section, un nouveau contrôleur de statisme est proposé pour le contrôle du partage de puissance entre les DG.

5.4.1 Mécanisme de découplage

Selon les équations (5-1) et (5-2) du contrôle de statisme conventionnel avec (δ petit, $\sin\delta \approx \delta$, $\cos\delta \approx 1$), on peut tirer les deux fonctions suivantes :

$$K_1 = \frac{EV}{Z} \sin \delta \approx \frac{EV}{Z} \delta \quad 5-26$$

$$K_2 = \frac{EV}{Z} \cos \delta - \frac{V^2}{Z} \approx \frac{V}{Z} (E - V) \quad 5-27$$

Les deux équations (5-26) et (5-27) peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X}{Z} & -\frac{R}{Z} \\ \frac{R}{Z} & \frac{X}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 5-28$$

Ainsi pour résumé :

$$\frac{EV}{Z} \delta \approx \frac{X}{Z} P - \frac{R}{Z} Q \Rightarrow \delta \approx \frac{X}{VE} \left(P - \frac{R}{X} Q \right) \quad 5-29$$

$$\frac{V}{Z} (E - V) = \frac{R}{Z} P + \frac{X}{Z} Q \Rightarrow V - E \approx \frac{X}{V} \left(\frac{R}{X} P + Q \right) \quad 5-30$$

A partir des équations (5-29) et (5-30), on peut voir que l'angle de puissance δ et l'amplitude de tension doivent être commandés par le réglage du couplage des puissances active P et réactive Q . Ainsi, on peut obtenir une expression de régulation générale de statisme en considérant le rapport d'impédance de ligne :

$$f = f_n^* - m_p(P - P^*) + \varepsilon m_q(Q - Q^*) \quad 5-31$$

$$E = E_n^* - \varepsilon n_p(P - P^*) - n_q(Q - Q^*) \quad 5-32$$

où ε est le rapport d'impédance de ligne $\varepsilon = R/X$.

On peut voir à partir des coefficient de statisme m_p , n_q , et ε la fréquence et l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur peuvent être compensés. Lorsque $\varepsilon = 0$, les équations (5-31) et (5-32) deviennent les équations de statisme conventionnel.

Le nouveau schéma de contrôle de statisme avec découplage entre la puissance active et réactive est présenté sur la Figure 5-8

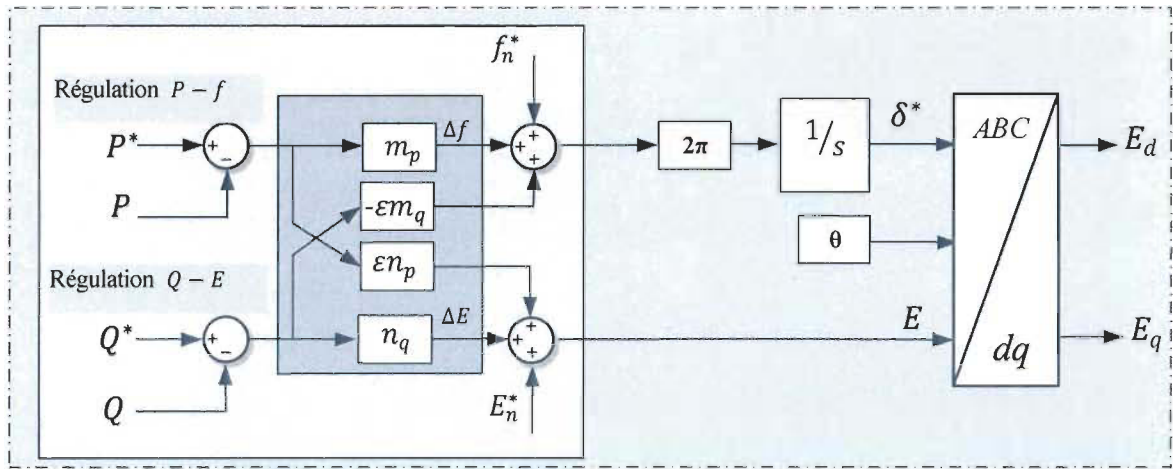


Figure 5-8 Contrôle de statisme avec découplage des puissances P et Q

5.4.2 Contrôle de statisme basé sur la fonction trigonométrique **arctan**

Le contrôle de la tension et la fréquence de sortie de l'onduleur basé sur le contrôle de statisme est réalisé en fixant des coefficients de statisme, ce qui rend le profil de statisme intrinsèquement limité à une concavité fixe. Cependant si les coefficients de statisme sont trop petits ou mal choisis, cela conduira à de grandes erreurs de partage de puissance. Ainsi le concept d'ajustement de la dynamique de statisme n'est pas nouveau et a fait objet de plusieurs recherches dans le but d'améliorer et d'obtenir un système de contrôle permettant de limiter essentiellement le gradient près des limites de fréquence et de la tension tout en utilisant un gradient fixe.

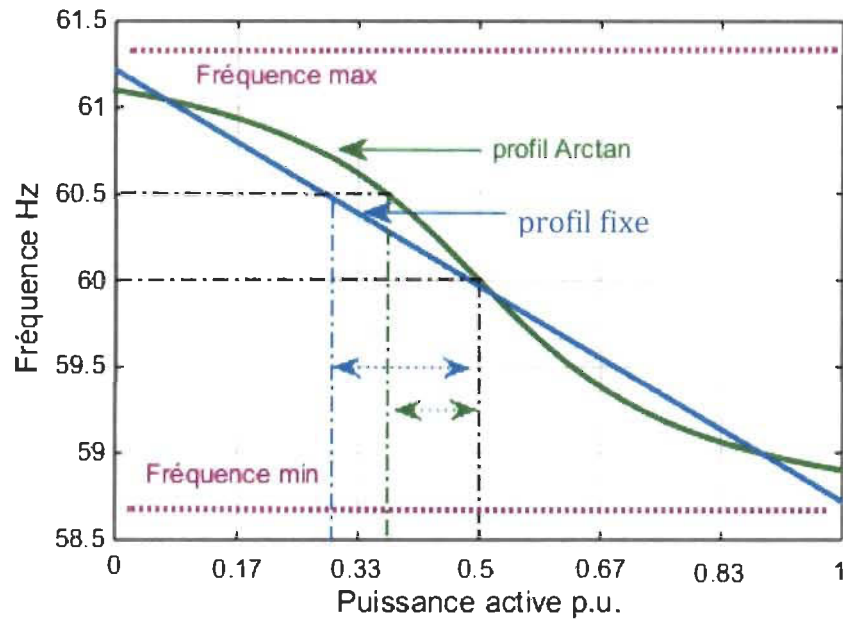


Figure 5-9 Comparaison entre le contrôle de statisme *arctan* et à gradient fixe

Le schéma de contrôle de statisme proposé basé sur une fonction trigonométrique permet de supprimer la pente de statisme constante de $P-f$ et la remplace par une fonction nonlinéaire, la Figure 5-9 montre une comparaison entre *arctan* et le gradient fixe. Cette méthode de contrôle de statisme a été développée par Rowe, C. N [121]. Elle est basée sur la fonction *arctan* qui permet d'obtenir des grandeurs de tension et de fréquence précises, avec une variance à la fois sur le gradient et la concavité du profil de puissance par un ajustement automatique des coefficients de statisme tout au long de la plage de puissance en fonction de la puissance de sortie du générateur distribué, comme le montre la Figure 5-9. La fonction *arctan* fournit un contrôle adéquat sur le gradient de statisme autour du point de consigne des puissances avec des asymptotes horizontales souhaitables. L'avantage est que la fonction *arctan* est naturellement limitée dans le domaine fréquentiel à partir de $\left(f_0 + \frac{\delta_f}{2}\right)$ à $\left(f_0 - \frac{\delta_f}{2}\right)$ Hz [122].

L'équation de statisme fournissant des solutions uniques sur tout le profil de puissance est caractérisée comme suit :

$$f = f_n^* - \frac{2\delta_f}{\pi} \left(\text{atan} \left(\mu_p (P^* - P) \right) \right) \quad 5-33$$

où f est la fréquence de fonctionnement de l'onduleur, f_n^* est la fréquence de référence, ω est la fréquence angulaire de fonctionnement de l'onduleur, δ_f est le coefficient qui détermine la valeur limite de la fonction trigonométrique *arctan*.

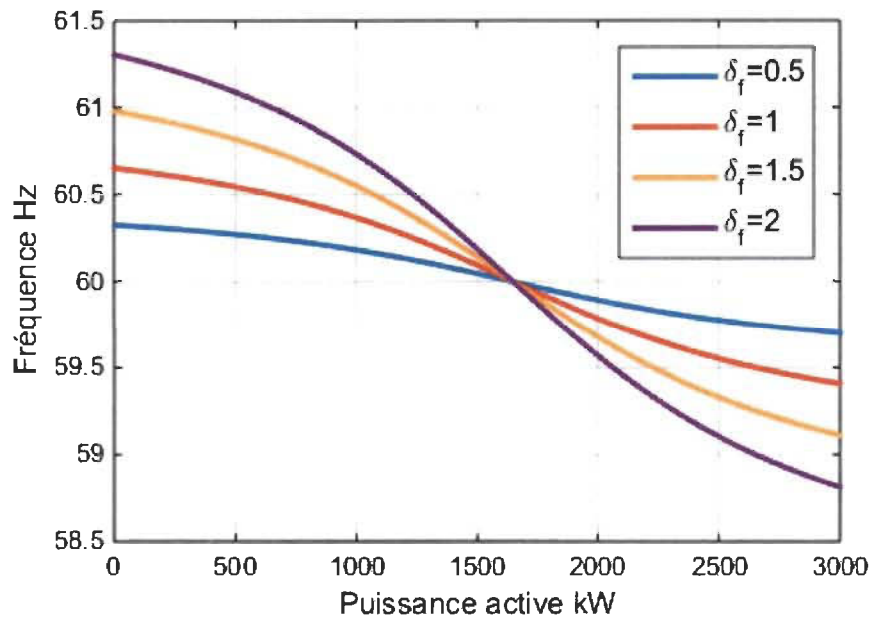


Figure 5-10 Effet de la variation du multiplicateur δ_f

Le multiplicateur δ_f peut modifier directement les limites de la fonction *arctan* comme le montre la Figure 5-10. μ est le coefficient de contrôle sur concavité de la fonction *arctan*, comme le montre la Figure 5-11, le coefficient μ permet de déterminer la variation de la puissance $\Delta P = P^* - P$; ainsi pour différents coefficient μ , ΔP est différent.

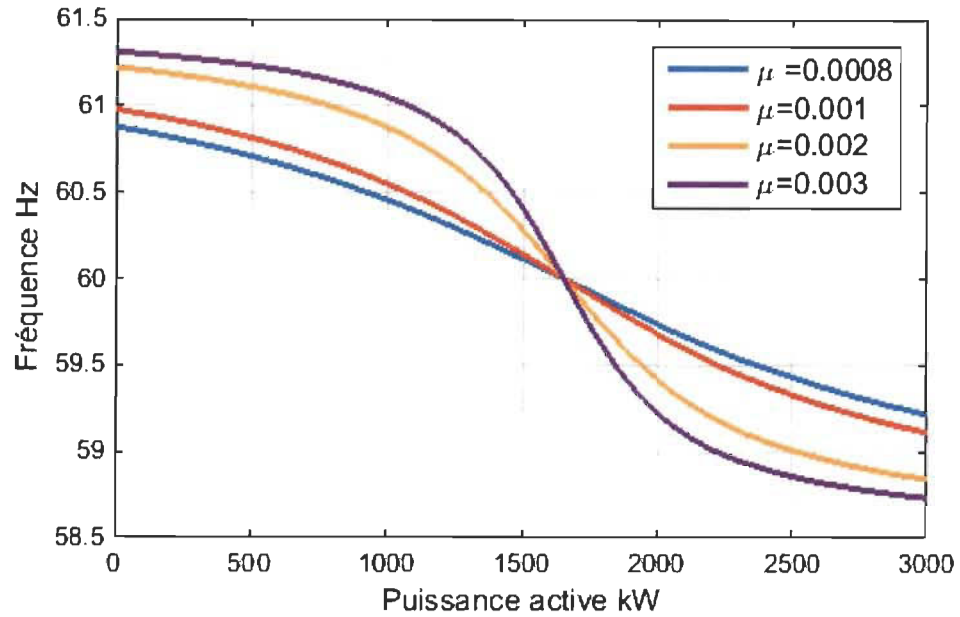


Figure 5-11 Effet de la variation du coefficient de concavité μ

L'équation de statisme fournissant des solutions uniques sur tout le profil de la puissance réactive est caractérisée comme suit :

$$E = E_n^* - \frac{2 \delta_E}{\pi} \left(\text{atan} \left(\mu_q (Q^* - Q) \right) \right) \quad 5-34$$

où E est la tension de fonctionnement de l'onduleur, E_n^* est la tension de référence, δ_E est le coefficient qui détermine la valeur limite de la fonction trigonométrique \arctan . La modification du multiplicateur δ_E peut modifier directement les limites de la fonction \arctan . μ_q est le coefficient de contrôle sur la concavité de la fonction \arctan , le coefficient μ_q permet de déterminer la variation de la puissance réactive $\Delta Q = Q^* - Q$.

Yun Wei et al [123] ont noté que la façon traditionnelle d'améliorer la performance du partage de puissance entre les onduleurs connectés en parallèle était d'augmenter le gradient du statisme. Particulièrement, la fonction \arctan a un gradient tangentiel plus grand que

celui du statisme conventionnel autour de la consigne de puissance, ce qui permet d'obtenir une réponse plus rapide.

5.4.3 *Mécanisme de limitation des puissances active et réactive*

La puissance de sortie maximale atteinte dans la production distribuée est un problème qui doit être abordé pour éviter l'épuisement ou la surcharge totale des dispositifs de stockage d'énergie au-delà de leurs capacités. Le DG fournit simultanément la puissance active et réactive nécessaire pour la régulation de la fréquence et de la tension. Ainsi les valeurs nominales des DG sont légèrement supérieures à la limite de la puissance active maximale fournie, ce qui rend l'onduleur capable de fournir plus que sa propre puissance nominale ; lorsque les conditions de charge (P et Q combinées) déterminent une sortie globale supérieure aux limites des puissances des onduleurs (kVA), les dispositifs de protection interviennent pour arrêter le système et éviter les dommages.

Cette section vise d'une part à introduire un dispositif de contrôle permettant au DG de dépasser la limite de puissance maximale (kW) sans compromettre la sécurité de l'équipement et éviter que le système de stockage soit épuisé de toute son énergie [124]. L'idée fondamentale de cette approche est que le contrôle de statisme doit être agrandi avec quelques blocs responsables de faire respecter les limites de puissance maximale et minimale. Ces blocs doivent être inactifs à tout moment où le DG ne dépasse pas les limites. Et d'autre part, elle vise également à empêcher l'onduleur d'injecter une puissance de sortie avec un signe négatif afin d'éviter que le système de stockage ne dépasse sa capacité maximale. Afin de prévenir que le dispositif de stockage n'atteigne jamais sa capacité de surcharge, il est nécessaire d'éviter que l'onduleur ne dépasse la puissance minimale pendant le régime permanent, reconnaissant qu'il serait légitime de dépasser cette

limite pendant une courte période. Ces dispositifs de contrôle pour la limite des puissances active et réactive seront combinés à la méthode de statisme basé sur la fonction trigonométrique *arctan* afin de surmonter les problématiques du contrôle de statisme conventionnel mis en évidence dans la revue de littérature et d'améliorer la stabilité du système.

5.4.3.1 Mécanisme de statisme adaptatif

Afin d'éviter que le générateur distribué ne fonctionne au-delà de sa capacité et de modifier le comportement du système, le problème d'atteindre la puissance maximale et minimale de sortie doit être résolu. Ainsi il est possible de tirer parti de deux hypothèses [125, 126] :

- 1) L'onduleur peut transitoirement soutenir les dépassements de la valeur de puissance active P_{\max} pour de courtes périodes de temps à cause de la présence du dispositif de stockage qui peut délivrer une certaine puissance supplémentaire disponible transitoirement.
- 2) L'onduleur peut transitoirement maintenir l'état de la puissance active $P < 0$ pour de courtes périodes de temps ; ainsi l'onduleur se comporte comme un pont de diodes à cause du dispositif de stockage qui peut supporter de façon transitoire l'état de $P < 0$ pendant de courtes périodes.

5.4.3.2 Limitation de la puissance de sortie maximale

Pour réajuster la fréquence dans le MG et empêcher des injections de puissance dépassant la valeur maximale, un terme est ajouté à l'équation de statisme conventionnelle comme suit :

$$f = f_n^* - m_p(P - P^*) + \Delta f_{max} \quad 5-35$$

Le terme Δf_{max} représente le décalage de fréquence, comme le montre la Figure 5-12 et il est obtenu par les étapes suivantes [127]:

- La soustraction de la puissance mesurée à partir de la puissance de référence qui est réglée sur P_{max} génère une erreur de puissance $errP_{max}$.

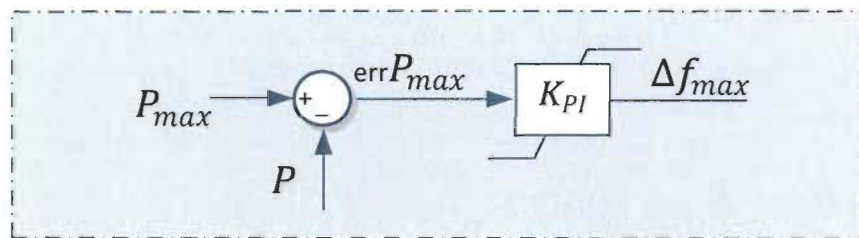


Figure 5-12 Bloc de limitation de puissance active maximale

- Cette erreur est transmise à un bloc intégrateur qui a un limiteur dynamique qui empêche sa sortie de devenir positive.
- L'intégrale peut toujours intégrer vers le haut et vers le bas (selon le signe de l'erreur de puissance $errP_{max}$) mais sa sortie sera tronquée à zéro et ne sera jamais autorisée à devenir positive. Avec cette approche, Δf_{max} est une quantité nulle ou négative seulement (jamais positif) pour imposer la limite.

5.4.3.3 Limitation de la puissance de sortie minimale

Pour réajuster la fréquence dans le MG et empêcher des injections de puissance dépassant la valeur minimale, on ajoute un terme à l'équation de statisme conventionnelle comme suit :

$$f = f_n^* - m_p(P_{max} - P^*) + \Delta f_{min} \quad 5-36$$

Le terme Δf_{min} représente le décalage de fréquence, comme le montre la Figure 5-13, il est très semblable et présente une image miroir de l'approche utilisée pour calculer Δf_{max} . Les étapes de calcul du décalage Δf_{min} empêchant l'injection de puissance dépassant la valeur minimale sont comme suit [128]:

- La soustraction de la puissance mesurée à partir de la puissance de référence minimale qui présente l'excès de puissance sur la limite minimale réglée sur $P_{min} = 0$ et génère une erreur de puissance $errP_{min}$
- Cette erreur est transmise à un bloc d'intégrateur qui a un limiteur dynamique qui empêche la sortie de devenir négative.

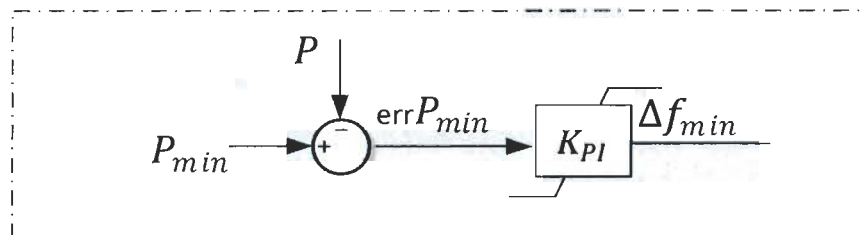


Figure 5-13 Bloc de limitation de puissance active minimale

Dans ce cas aussi l'intégrateur peut fonctionner vers le haut et vers le bas (selon le signe de l'erreur de puissance $errP_{min}$) mais sa sortie sera tronquée à zéro et ne sera jamais

autorisée à devenir négative. Avec cette approche, Δf_{min} est toujours une quantité nulle ou positive seulement (jamais négatif) pour appliquer la limite.

Le schéma de contrôle présenté dans la Figure 5-8 est augmenté afin d'inclure le mécanisme d'adaptation permettant la limitation des puissances active et réactive ; et aussi d'inclure le contrôle de statisme basé sur la fonction trigonométrique *arctan*. Le nouveau schéma de contrôle de statisme proposé est représenté à la Figure 5-14. Les puissances active et réactive sont calculées en utilisant la transformée de Clark pour les grandeurs de tension et courant triphasées. Sur la base du flux de puissance calculé, les grandeurs de la tension et de la fréquence sont déterminées par le nouvel algorithme *arctan* avec mécanisme de découplage.

Pour empêcher la puissance active et réactive d'atteindre leurs valeurs maximales ou minimales, des blocs de contrôle sont ajoutés pour permettre la limitation des puissances, comme représenté sur la Figure 5-14.

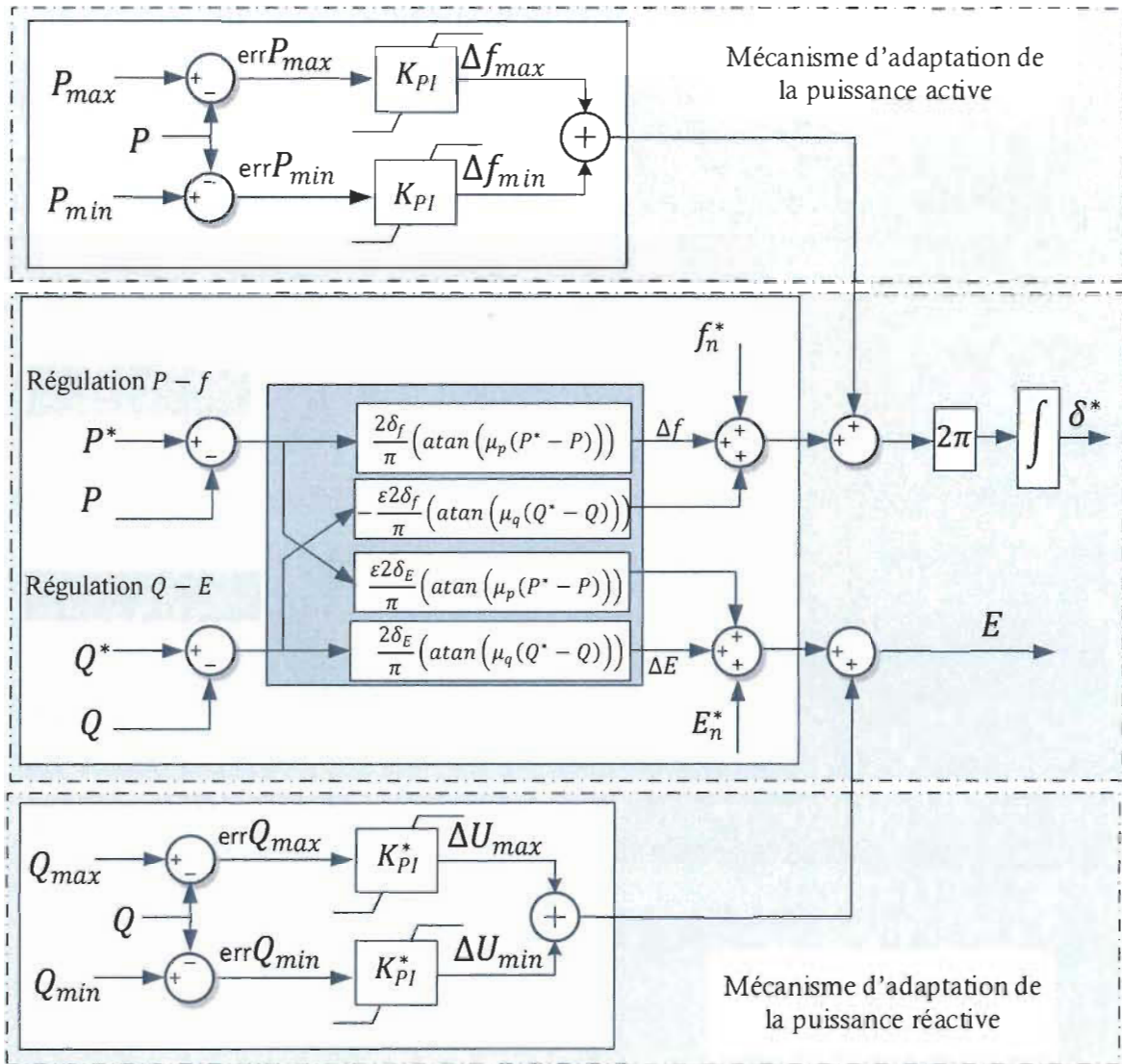


Figure 5-14 Schéma de contrôle de statisme adaptative P-f / Q-E avec découplage

5.5 Analyse et résultats de simulation du microréseau

Le système d'onduleurs connectés en parallèle adopte principalement la topologie du type bus commun ou maillé. Les deux topologies sont représentées à la Figure 5-15. Le schéma de simulation du microréseau basse tension alimentant différentes charges utilisé pour vérifier l'efficacité de la méthode de contrôle proposée est présenté dans la Figure 5-15 (b).

Le schéma est basé sur quatre unités DG, chaque générateur a une puissance de 18.75kVA, 208 V, 60 Hz pour fournir une alimentation en énergie ininterrompue. Toutes les simulations ont été réalisées à l'aide de Matlab / Simulink (R2014b) et de la boîte à outils SimPowerSystems.

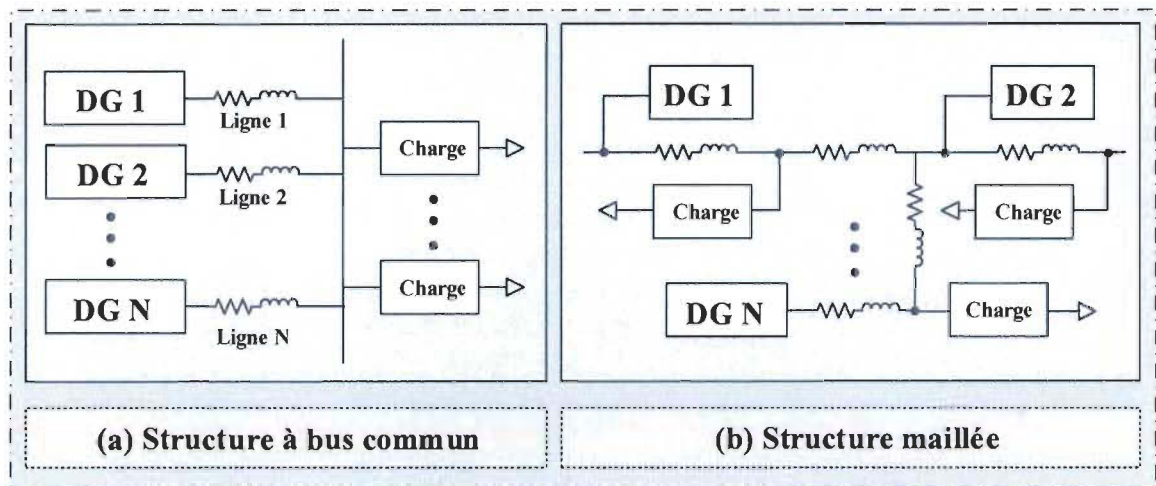


Figure 5-15 Types de structure d'un système d'onduleurs parallèles.

Dans le cas d'un microréseau connecté au réseau principal, il est nécessaire de définir les références de puissances active et réactive pour chaque générateur distribué afin de contrôler le flux de puissance bidirectionnel entre le microréseau et le réseau principal pour alimenter les charges. Dans cette recherche, le microréseau est étudié en mode de fonctionnement autonome, ainsi les références des puissances active et réactive utilisées dans les tests de simulations sont implicites (elles sont imposées par les charges connectées au microréseau). Les puissances de références sont calculées à partir des courants et des tensions des charges connectées au microréseau électrique, ce qui est le principe du contrôleur de statisme dans un microréseau en mode autonome. Ainsi, la précision de la commande est évaluée en observant la grandeur de la tension, ainsi que la régulation de la fréquence.

L'onduleur triphasé à base de RT-EVENTS d'OPAL-RT Technologies sous environnement MATLAB® est mis en œuvre pour vérifier le schéma de contrôle proposé en cascade. Les impédances de ligne utilisées dans le microréseau sont de type résistives inductives RL série. Des filtres LCL sont installés sur les sorties des onduleurs pour réduire les harmoniques induits par la commutation. Les paramètres LC du filtre côté courant alternatif sont $L_f = 3,4 \text{ mH}$, $R_f = 28.8 \text{ m}\Omega$ et $C_f = 100 \text{ }\mu\text{F}$. Le filtre de sortie est de $R_t = 14.4 \text{ m}\Omega$ et $L_t = 0.7 \text{ mH}$. La fréquence d'échantillonnage de la PWM est de 2 kHz. Des filtres passe-bas sont utilisés dans les mesures de puissances pour éliminer les harmoniques indésirables. Les simulations sont effectuées à l'aide du solveur ode23tb et le bloc "powergui" est configuré pour simuler des blocs de puissance en tant qu'éléments discrets avec un pas de simulation de $20 \text{ }\mu\text{s}$. Chaque DG est interfacé par un bus de tension DC (banques de la batterie). Pour des raisons de simplicité dans cette étude, l'onduleur est alimenté par une source de tension de bus CC de 500V supposée idéale (sans variations de tension).

La simulation comprend les cas d'études suivants :

1. Performance du microréseau avec des impédances de ligne inductives afin d'étudier l'effet du rapport R/X sur la précision de partage de puissance en régime permanent et transitoire
2. Performance du microréseau avec des impédances de ligne résistives afin d'étudier l'effet du rapport R/X sur la précision de partage de puissance en régime permanent et transitoire
3. Performance du contrôleur proposé pour différentes charges
4. Capacité du microréseau pour le Plug and Play

5. Restauration de la tension

5.5.1 Performance du microréseau avec des impédances de ligne inductives

Bien que la méthode de contrôle de statisme proposée soit développée pour des MG avec un rapport X/R faible, elle est également applicable aux MG avec des impédances de ligne inductive.

Le modèle du microréseau illustré à la Figure 5-16 est constitué de quatre DG connectés en parallèle à travers des lignes de distribution qui sont supposées être principalement inductives. Les lignes de distribution correspondantes aux DG ont les mêmes impédances.

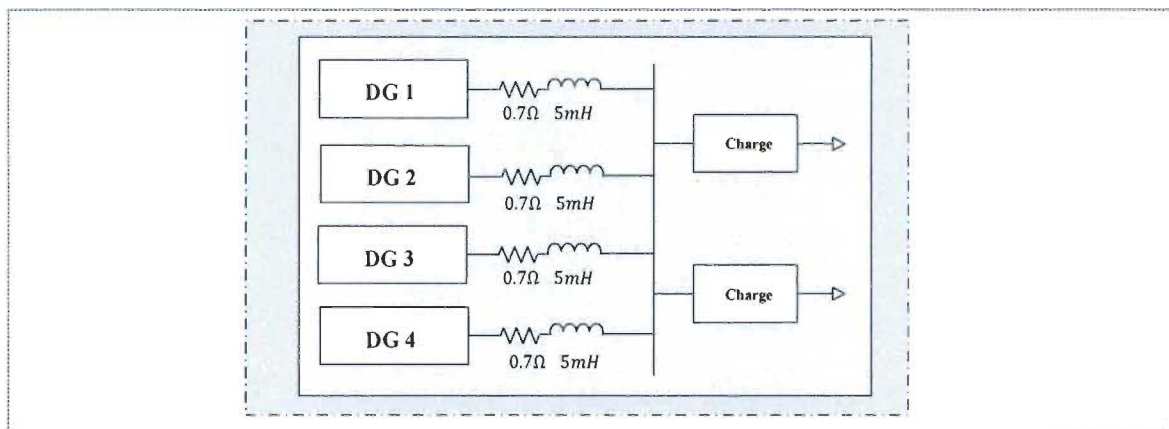


Figure 5-16 Structure d'un microréseau à bus commun avec des impédances de ligne principalement inductives

5.5.1.1 Performances du MG en régime permanent

La Figure 5-17 montre la performance du partage de puissance en régime permanent de chacune des sources DG, ce qui équivaut à un quart de la puissance totale fournie à la charge. A partir de cette figure, on peut voir que les deux contrôleurs se comportent bien

pour le partage de puissance. Cependant, pour les mêmes tests, on voit que le contrôleur de statisme proposé partage avec précision les puissances pour alimenter la charge.

Les grandeurs de la tension et de la fréquence pour le contrôleur proposé sont mieux contrôlées par rapport au contrôleur de statisme conventionnel. Aussi, on observe que pendant le fonctionnement en régime permanent, la précision du partage de puissance est indépendante du temps de réponse du contrôleur de statisme.

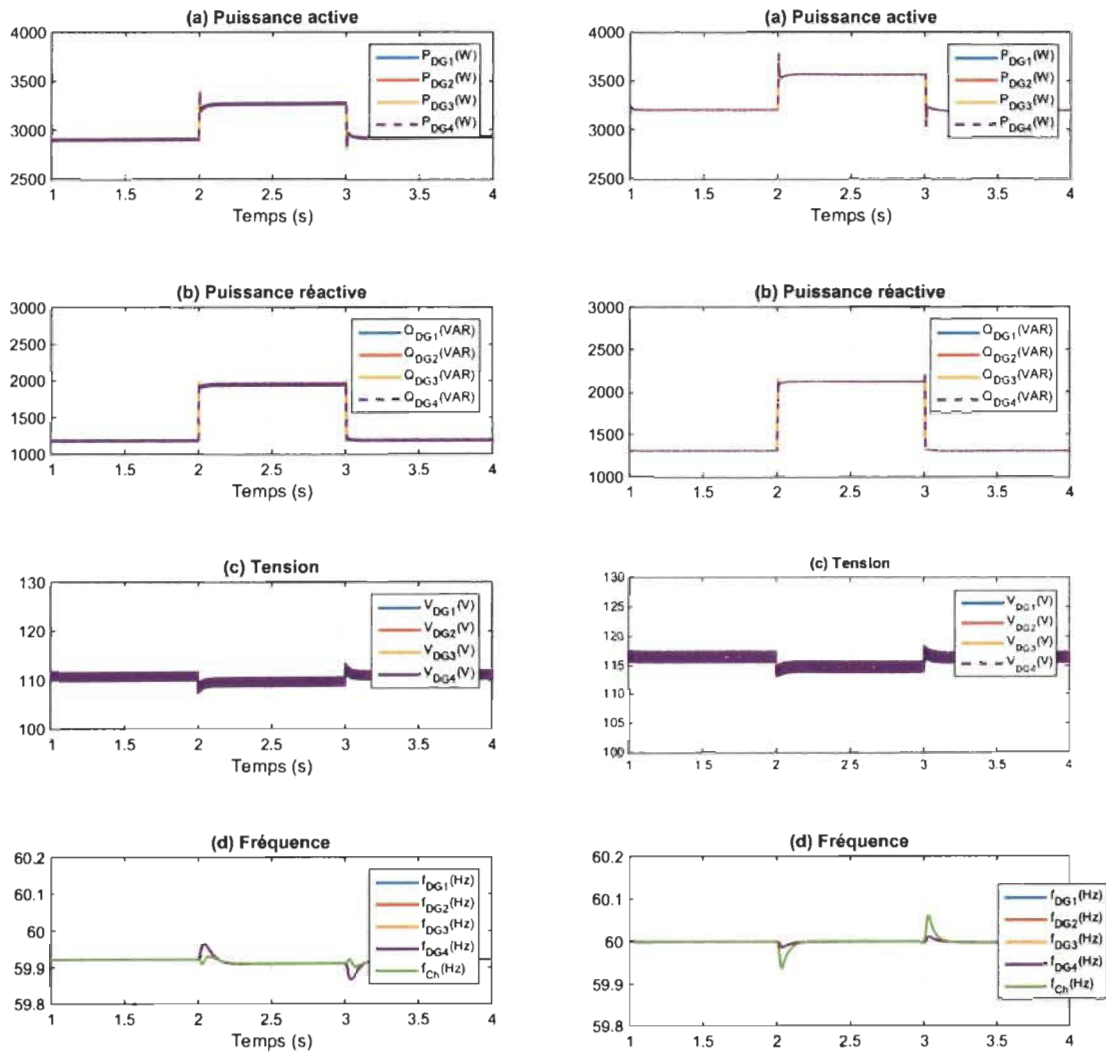


Figure 5-17 Partage de puissance en régime permanent : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite)

5.5.1.2 Performance du MG en régime transitoire

Contrairement au fonctionnement en régime permanent, la dynamique du microréseau en régime transitoire est significativement dépendante du temps de réponse des contrôleurs de statisme. Les générateurs distribués devraient fournir un partage de puissance égale, afin de supprimer les courants circulant entre les générateurs distribués. Pour étudier l'effet du temps de réponse sur la dynamique du contrôleur de statisme et les performances du partage de puissances, un changement de pas est appliqué à la charge au PCC de 13 à 16 kW à l'instant $t = 2s$. Ce changement de pas est appliqué pour les deux temps de réponse de statisme égal et inégal pour les quatre générateurs distribués.

5.5.1.2.1 Cas 1 : DG avec un temps de réponse de statisme égal

La Figure 5-18 montre la réponse transitoire des DG durant la variation de la charge pour des temps de réponse de statisme égaux. A partir de cette figure, on peut voir que les puissances actives et réactives de tous les DG ont un régime transitoire avec un dépassement, mais sans aucun signe d'instabilité après le changement du pas de charge. Ce type de comportement est attendu car les temps de réponse du contrôleur de statisme proposés sont égaux pour tous les DG.

5.5.1.2.2 Cas 2 : DG avec des temps de réponses de statisme inégaux

La Figure 5-19 (a) - (b) montre les résultats de simulation des puissances actives et réactives dans le cas où le temps de réponse du DG1 et DG2 est différent, tandis que les deux autres temps de réponse des DG3 et DG4 sont conservés. D'après la Figure 5-19, on observe que la différence entre les temps de réponse des contrôleurs de statisme conduit à

une réponse dynamique lente qui peut prendre jusqu'à 0.1 seconde pour atteindre à nouveau le régime permanent.

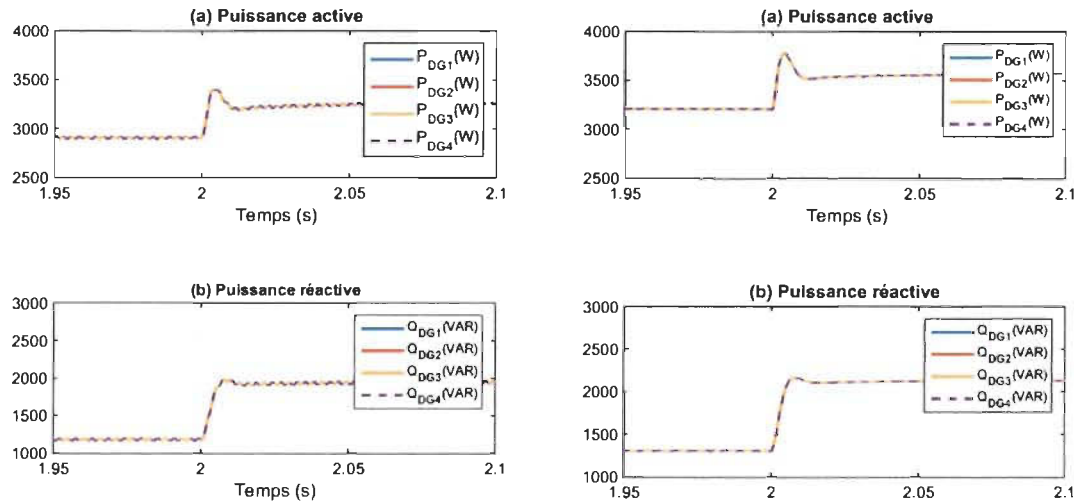


Figure 5-18 Réponse en régime transitoire avec des temps de réponses égaux : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite)

Contrairement au contrôleur de statisme proposé dans cette étude, les résultats de simulation pour le contrôleur de statisme conventionnel présentent des oscillations dans les puissances actives et réactives, ces oscillations peuvent conduire à la circulation du courant entre les générateurs distribués pendant le régime transitoire. Les oscillations sont essentiellement causées par les interactions entre les sources DG à la suite des temps de réponses des contrôleurs de statisme qui sont différents d'un générateur à l'autre. Pour le contrôleur de statisme conventionnel, la présence d'un DG avec un temps de réponse de statisme plus grand peut avoir un impact négatif significatif sur la dynamique de l'autre DG.

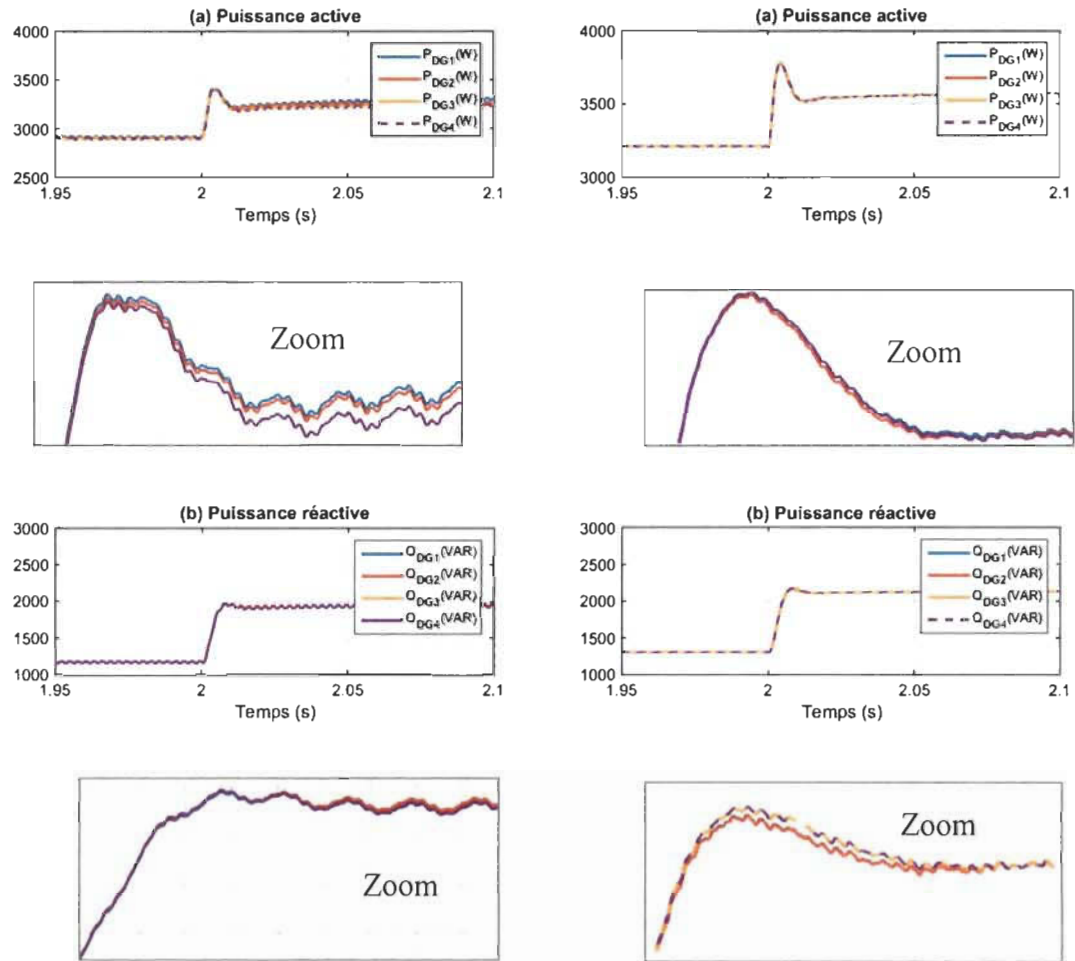


Figure 5-19 Réponse en régime transitoire avec des temps de réponses inégaux : $DG1 = 100\text{ms}$, $DG2 = 200\text{ ms}$, $DG3 = DG4 = 10\text{ ms}$, contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite)

5.5.2 Performance du microréseau avec des impédances de ligne résistives

Comme illustré à la Figure 5-20, cette section explore un modèle de microréseau basse tension, incorporant un ratio R/X élevé pour les lignes de distribution. Le MG est constitué de quatre DG connectés en parallèle à travers des lignes de distribution qui sont supposées être principalement résistives. Les lignes de distribution correspondantes aux DG ont les mêmes impédances.

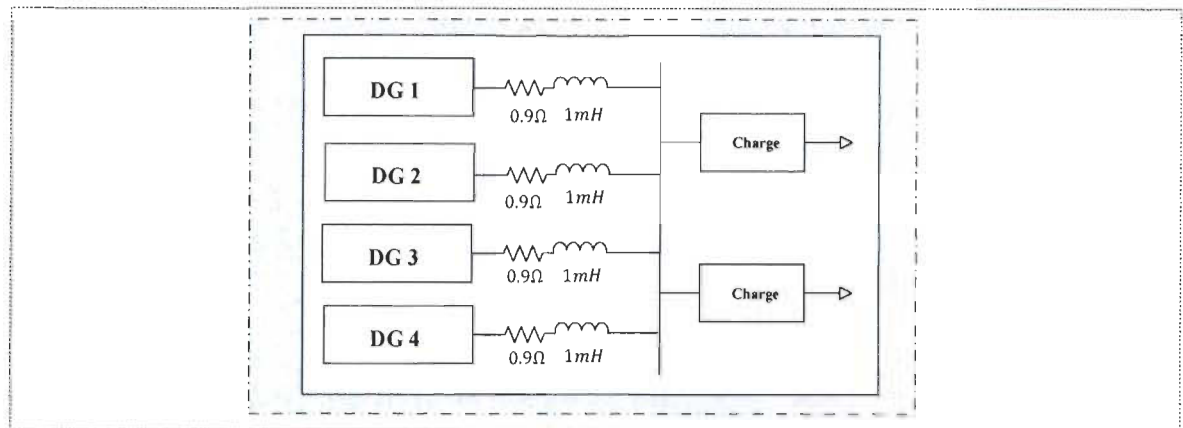


Figure 5-20 Structure d'un microréseau à bus commun avec des impédances de ligne principalement résistives

5.5.2.1 Performances du MG en régime permanent

La Figure 5-21 montre la performance du partage de puissance en régime permanent de chacune des sources DG, ce qui équivaut à un quart de la puissance totale fournie à la charge. A partir de cette figure, on peut voir que les deux contrôleurs se comportent bien pour le partage de puissance. Les grandeurs de la tension et de la fréquence pour le contrôleur proposé sont mieux contrôlées par rapport au contrôleur de statisme conventionnel. Aussi, on observe que pendant le fonctionnement en régime permanent, la précision du partage de puissance est indépendante du temps de réponse du contrôleur de statisme

5.5.2.2 Performance du MG en régime transitoire

Les générateurs distribués devraient fournir un partage de puissance égale, afin de supprimer les courants circulant entre les générateurs distribués. Pour étudier l'effet du temps de réponse sur la dynamique du contrôleur de statisme et les performances du partage de puissances, un changement de pas est appliqué à la charge au PCC de 13 à 16

kW à l'instant $t = 2s$. Ce changement de pas est appliqué pour les deux temps de réponses de statisme égal et inégal pour les quatre générateurs distribués.

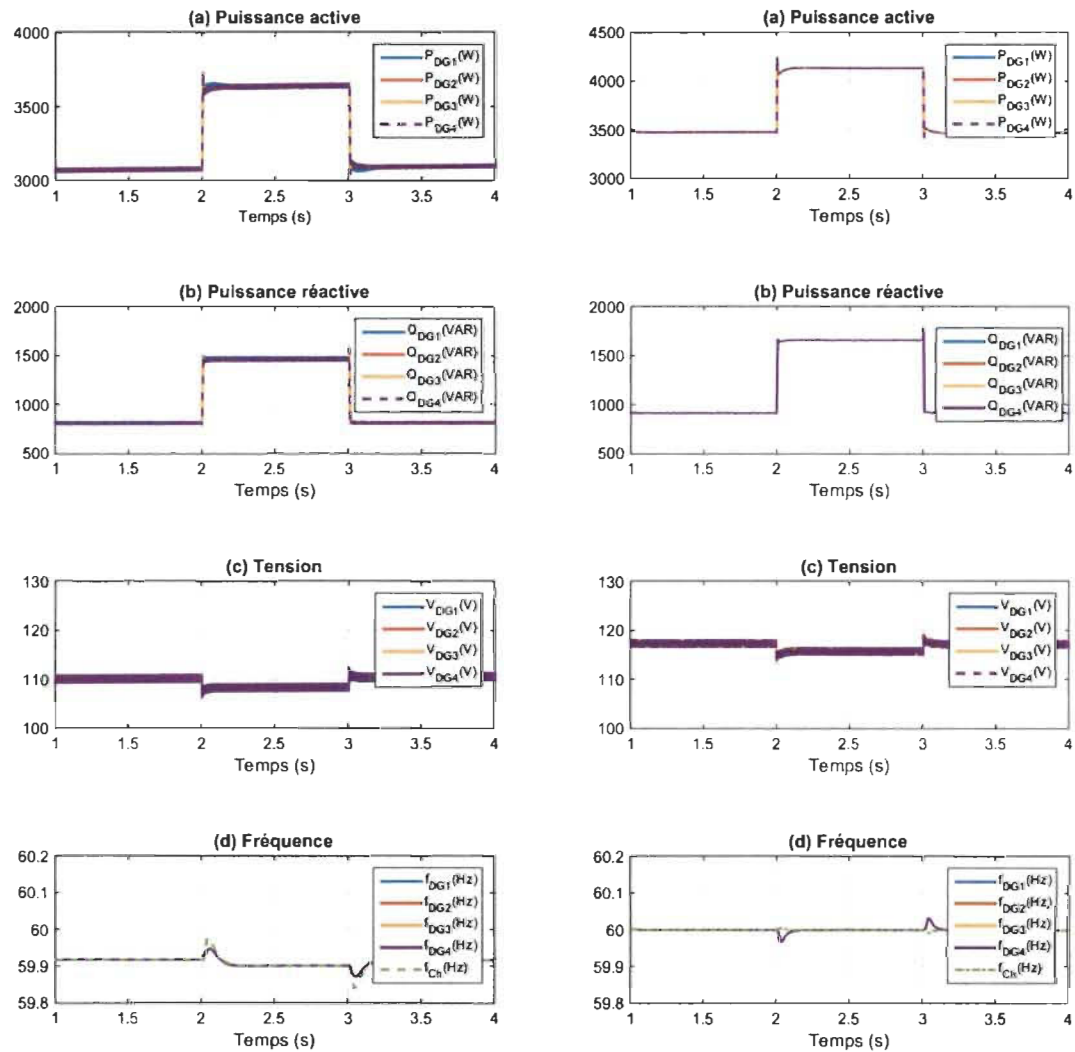


Figure 5-21 Partage de puissance en régime permanent dans un MG autonome : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite).

L'objectif du contrôleur de statisme est d'éviter que les grandeurs de la tension et de la fréquence dévient de façon significative de leur valeur nominale. Une caractéristique intrinsèque de la méthode de statisme conventionnelle est la dépendance de la fréquence et de la tension des conditions de charge.

Le contrôleur de statisme proposé permet de garder la fréquence à sa valeur nominale ce qui n'est pas le cas de la tension qui dévie avec la variation de la charge ce qui dégrade la qualité de l'alimentation. Ainsi pour remédier à ce problème une boucle de commande supplémentaire est nécessaire pour que les grandeurs électriques puissent être restaurées à leurs valeurs de référence. Cela peut être effectué au moyen de commande secondaire.

5.5.2.2.1 Cas 1 : DG avec un temps de réponse de statisme égal

Les puissances de sortie des DG avec des temps de réponses du statisme égaux sont présentées à la Figure 5-22. Les résultats des changements de puissances des DG en régime transitoire avec un ratio R/X élevé sont très rapides. On observe qu'il existe des erreurs de partage de puissance pour le contrôleur de statisme conventionnel. Ces erreurs sont causées principalement par la nature résistive des lignes de distribution. Cependant le contrôleur de statisme proposé se comporte bien pour partager les puissances actives et réactives avec précision.

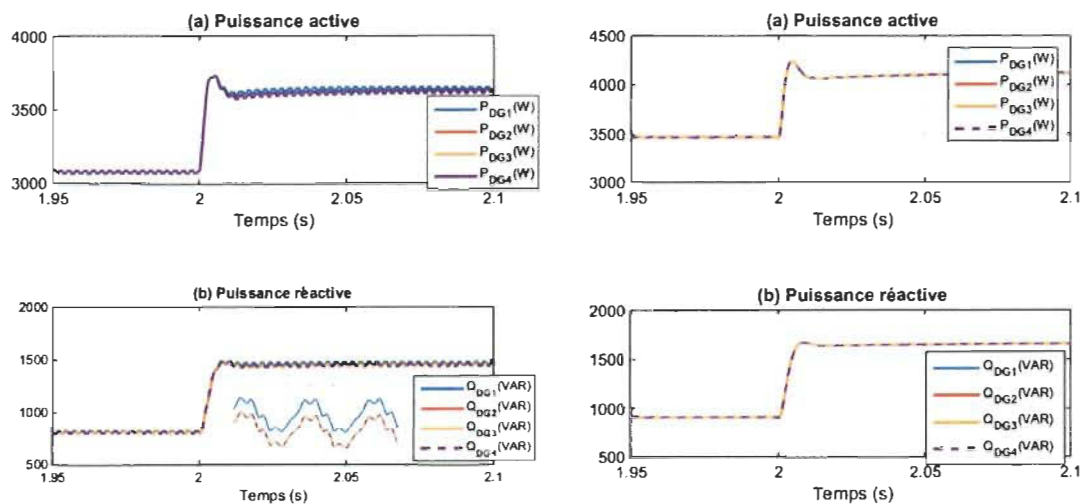


Figure 5-22 Réponse en régime transitoire avec des temps de réponses égaux : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite)

5.5.2.2.2 Cas 2 : DG avec des temps de réponses de statisme inégaux

La Figure 5-23 montre les résultats de simulation pour le cas des temps de réponses inégaux. La différence des temps de réponses du contrôleur de statisme conventionnel entre les DG entraîne une distorsion dans la réponse dynamique avec des oscillations importantes en régime transitoire avant d'atteindre des valeurs instables en régime permanent. Ces résultats montrent qu'un microréseau basse tension avec des impédances de ligne résistives et un contrôleur primaire basé sur le statisme conventionnel est significativement sensible aux temps de réponse du contrôleur de statisme, par rapport à un microréseau avec des lignes inductives. Par conséquent, un microréseau pratique avec des lignes de distribution principalement résistive est tout à fait susceptible d'être plus sujet à l'instabilité en raison de divers temps de réponses de statisme dans les unités DG. Le comportement du contrôleur proposé pour des lignes résistives est meilleur et garantit un partage de puissance précis avec une bonne dynamique en régime transitoire et assure la stabilité en régime permanent.

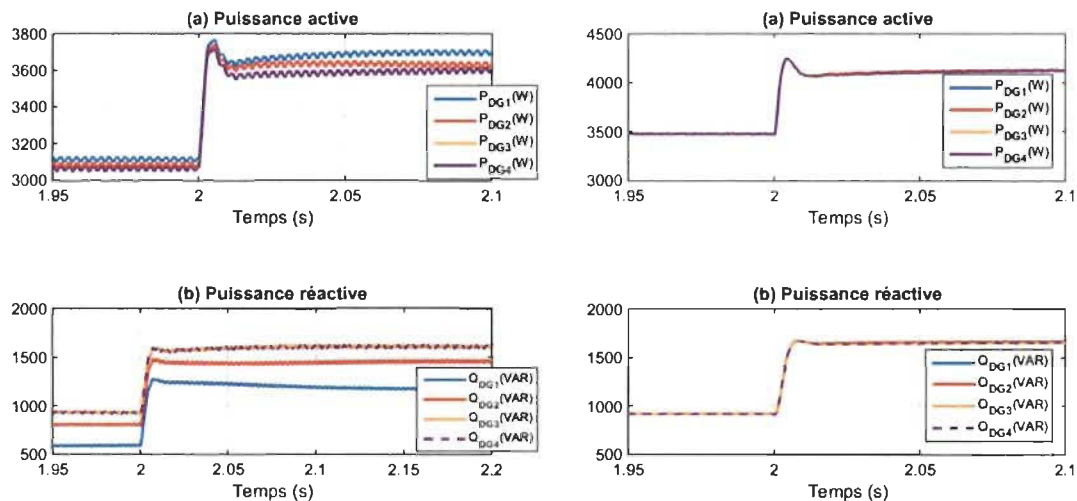


Figure 5-23 Puissance des DG dans un MG avec des lignes de distribution résistives : contrôleur de statisme conventionnel (colonne de gauche) et contrôleur de statisme proposé (colonne de droite)

5.5.3 Performance du contrôleur proposé pour différentes charges

5.5.3.1 Avec une charge linéaire

Dans cette section, le contrôleur de statisme proposé est testé avec deux charges linéaires $R_{ch1} = 45kW$ et $30kVAR$ et $R_{ch2} = 10kW$ et $6kVAR$. Deux configurations du MG (à structure maillé) sont proposées afin de vérifier la performance de la méthode de contrôle. Dans la première configuration, les impédances de ligne sont inductives (ILI) et dans la deuxième configuration, les impédances de ligne sont résistives (ILR) (voir la Figure 5-24).

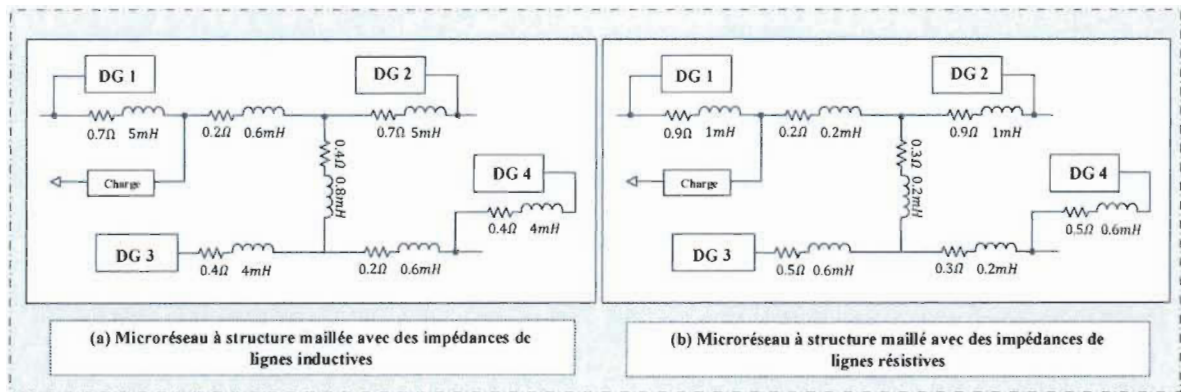
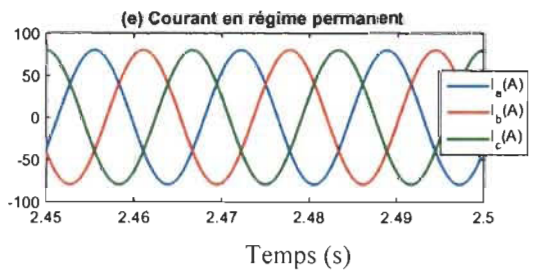
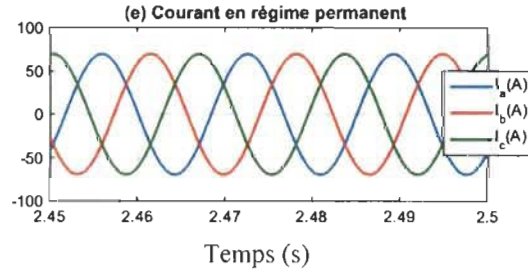
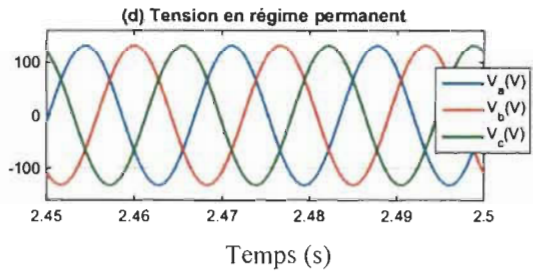
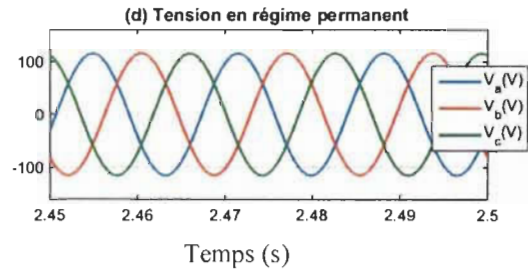
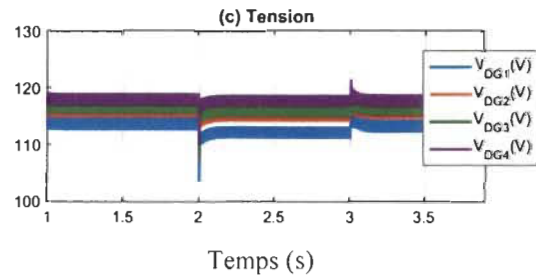
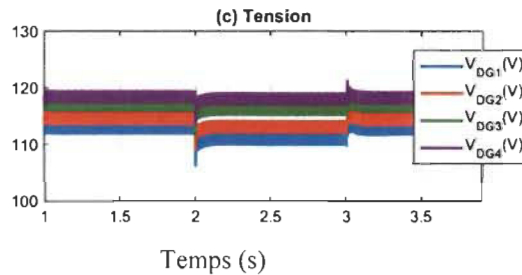
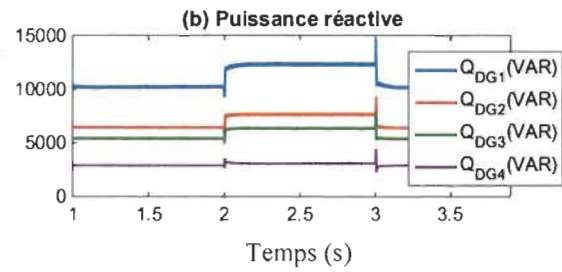
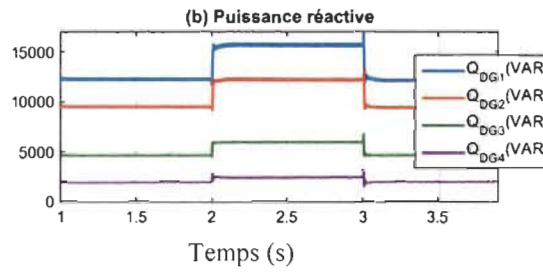
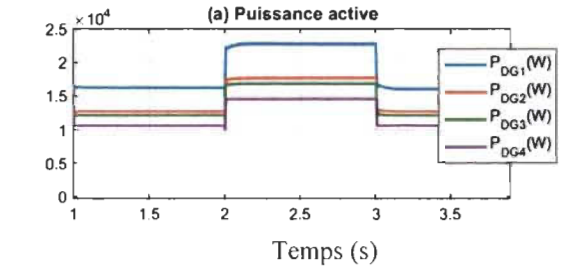
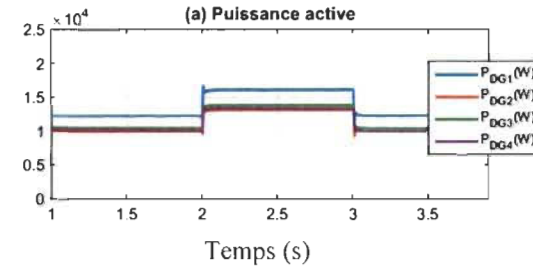


Figure 5-24 Structure du microréseau avec impédances de ligne : (a) inductives, (b) résistives

Initialement, la charge R_{ch1} est connectée au MG, à l'instant $t = 1$ s, la charge R_{ch2} est connectée au MG ; et à l'instant $t = 2$ s, R_{ch2} est déconnectée. Les résultats de simulation pour le MG avec des impédances de ligne inductives et le MG avec des impédances de ligne résistives sont indiqués respectivement dans les colonnes gauche et droite de la Figure 5-25. Comme on le voit sur la Figure 5-25 (a) et (b), le système de contrôle s'est bien comporté dans les deux configurations. Les puissances actives et réactives de la charge sont

partagées de manière précise entre les DG tout le temps, quel que soit le changement de charge.



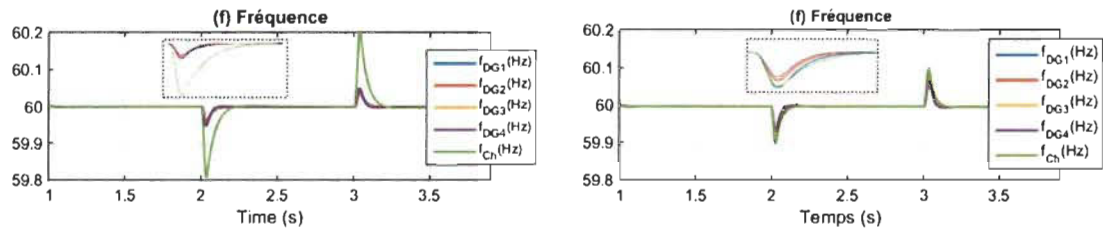


Figure 5-25 Résultats de simulation avec une charge linéaire : MG avec ILI (colonne de gauche) et MG avec ILR (colonne de droite)

Cependant pour la configuration avec des impédances de ligne résistives, le générateur distribué DG 1, fournit la plus grande part de puissance active (P_1) car il est électriquement plus proche de la charge, par rapport au DG4. Ainsi lorsque les impédances de ligne sont différentes, les DG génèrent différentes quantités de puissance actives. Le partage égal de la puissance réactive n'est pas garanti entre les générateurs distribués car la tension varie tout au long du micro réseau en raison de la chute de tension aux bornes des impédances de ligne qui ont des valeurs différentes. Il est intéressant de noter que la tension de sortie pour la topologie ILI est légèrement inférieure car les lignes d'impédance sont inductives ce qui consomme plus de puissance réactive contrairement à la topologie ILR. Sur la Figure 5-25 (f), on observe que pour la topologie ILI, la fréquence présente un régime transitoire plus grand que celui de la topologie ILR. Le contrôleur permet une bonne régulation de la fréquence à 60Hz.

5.5.3.2 Avec une charge non linéaire

Ce cas d'étude examine la performance du contrôleur de statisme proposé avec deux charges : linéaire $R_{ch1} = 4kW$ et non linéaire $R_{ch2} = 25 \Omega$ en utilisant les deux configurations du MG présentées dans la section précédente.

La charge non linéaire est un redresseur en pont de diode avec une résistance du côté continu du redresseur. Initialement, la charge R_{ch1} est connecté au MG, à l'instant $t = 1\text{ s}$, la charge R_{ch2} est connectée au MG ; et à l'instant $t = 2\text{ s}$, R_{ch2} est déconnectée. Les résultats de simulation pour le MG avec des impédances de ligne inductives et le MG avec des impédances de ligne résistives sont présentés respectivement dans les colonnes gauche et droite de la Figure 5-26. Là encore, le système s'est bien comporté dans les deux cas. La puissance active et la puissance réactive ont été partagées avec précision et la tension est proche de la tension nominale.

Le générateur distribué DG1, qui est plus proche de la charge non linéaire, fournit la plus grande part de puissance active (P1) et de courant (I1) suivi des générateurs 2, 3 et 4. Autrement dit, le partage des charges dépend de la distance du DG par rapport à la charge [129] (voir la Figure 5-26 (a), (b)).

Comme le montre la Figure 5-26 (d) et (e), la tension et le courant de charge sont déformés suite à la connexion de la charge non linéaire. En conséquence, le cinquième, le septième et le onzième harmonique de la ligne augmentent à 2,41%, 1,49% et 1.58%, respectivement. De plus, le THD de la configuration ILR est d'environ 4.1% pour la tension et 11.11% pour le courant. Et le THD de la configuration ILI est d'environ 7.58% pour la tension et 9.78% pour le courant. La fréquence de la charge est bien régulée par le contrôleur proposé avec un régime transitoire court à la connexion et déconnexion de la charge pour les deux configurations (voir Figure 5-26 (f)).

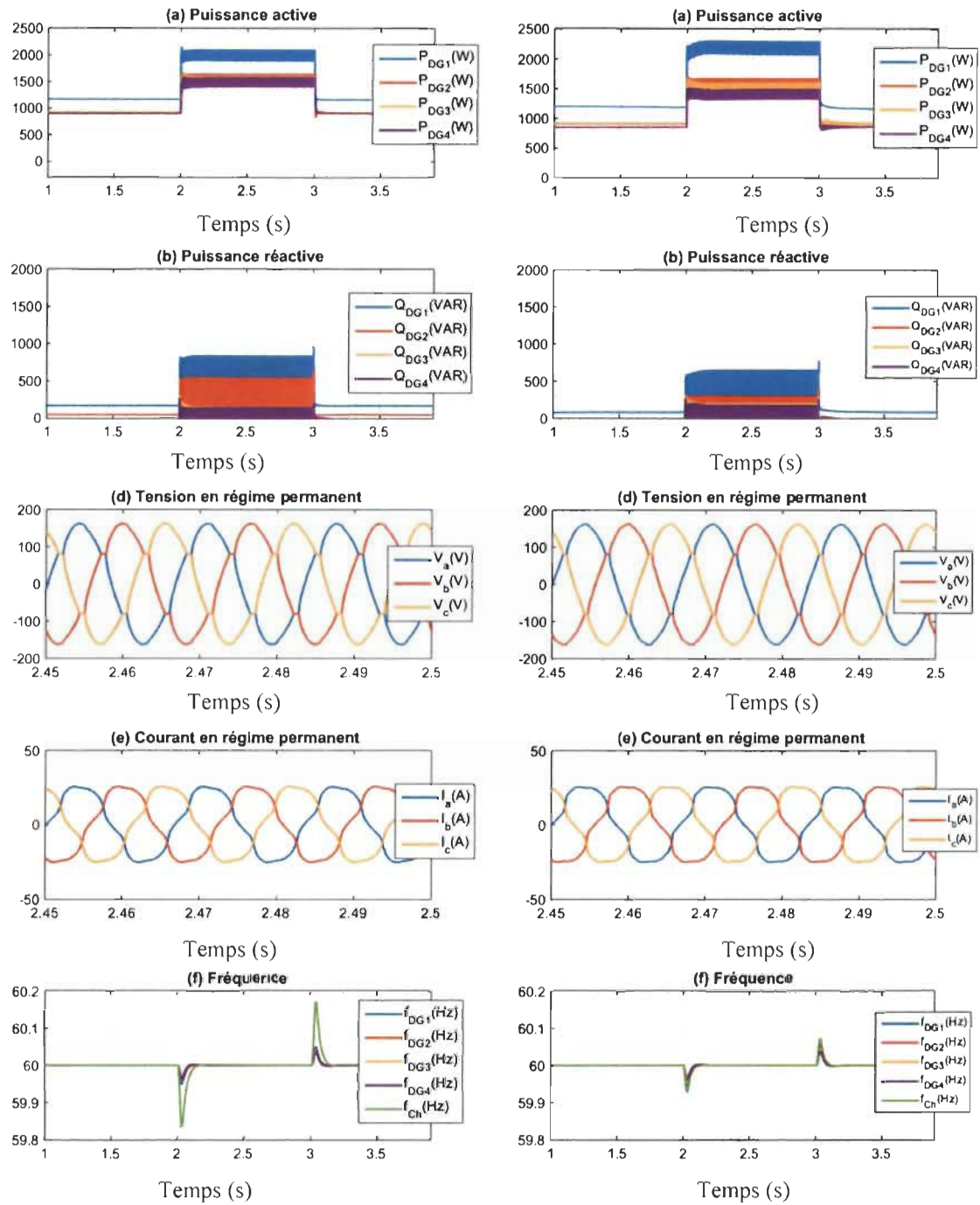
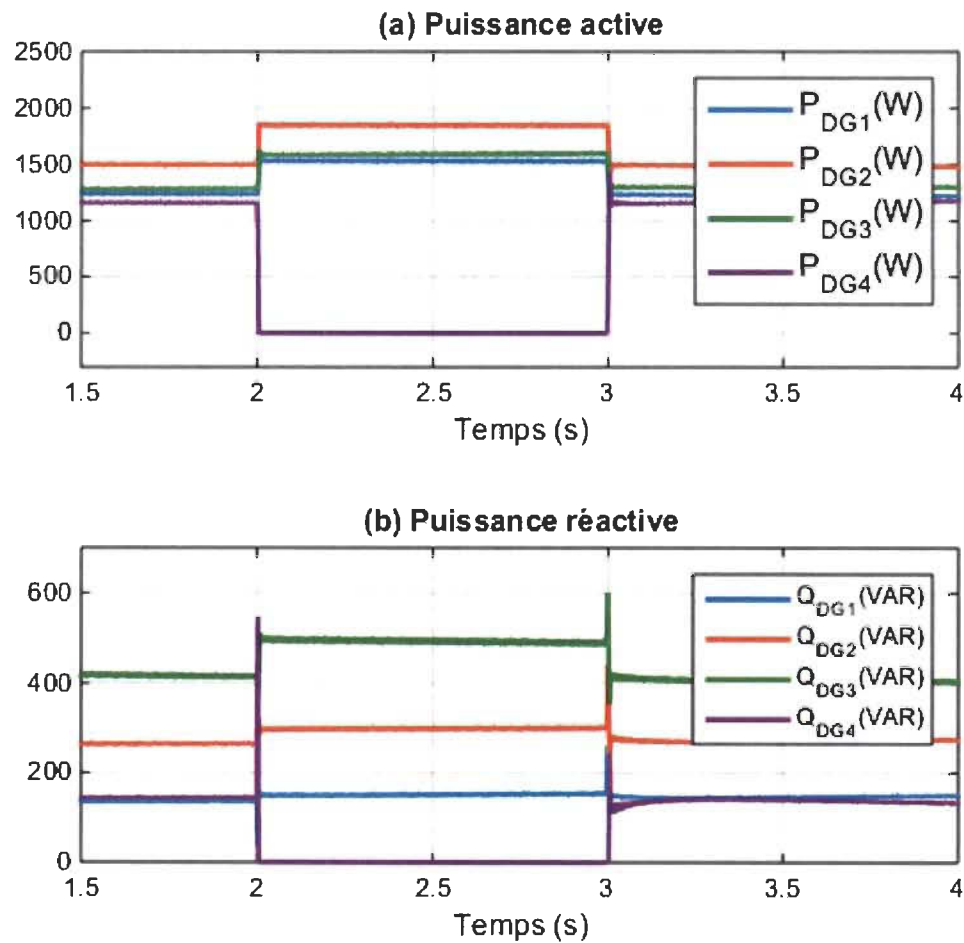


Figure 5-26 Résultats de simulation avec une charge linéaire : MG avec ILI (colonne de gauche) et MG avec ILR (colonne de droite)

5.5.4 Capacité du microréseau pour le Plug and Play

Une autre caractéristique clé d'un microréseau est sa modularité, également connue sous le Plug and Play ($P'n'P$). Il convient de noter qu'une défaillance dans un DG signifie la perte de tous les liens de communication connectés au DG défaillant. Dans ce cas, toute source DG devrait être en mesure de se connecter et déconnecter au microréseau à tout moment et lieu, afin de garantir un fonctionnement continu et stable du microréseau. Cette étude démontre la fonctionnalité Plug and Play de la stratégie de contrôle proposée et ses performances en cas de défaillance du DG4.



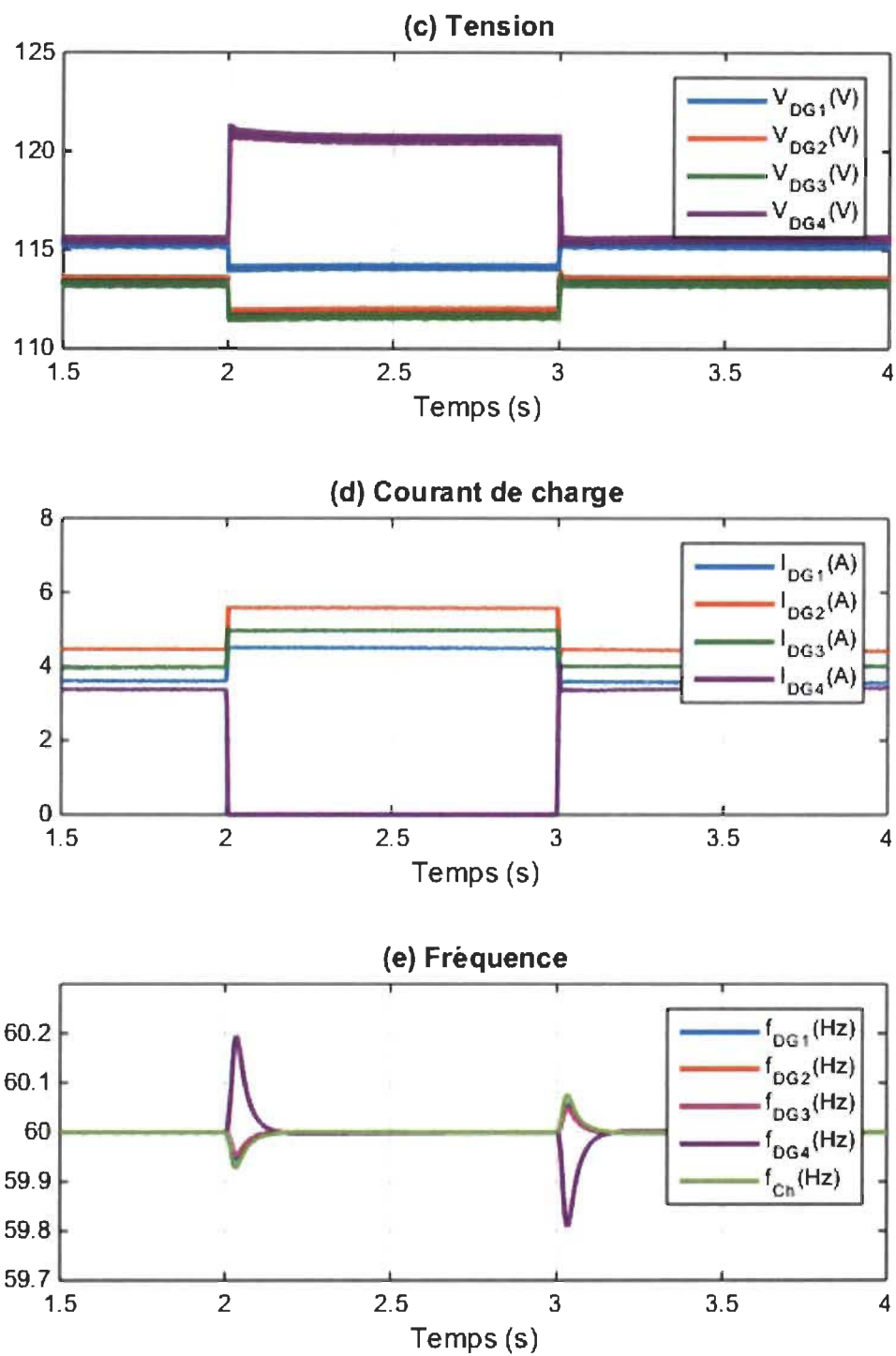


Figure 5-27 Capacité du microréseau pour le Plug and Play du DG 4 : a) puissances actives, b) puissances réactives c) formes d'onde des tensions, d) formes d'ondes des courants, et e) fréquence

Un cas de simulation est considéré où tous les DG sont initialement connectés au microréseau avec une charge d'une capacité de 5 kW. Dans ce scénario, l'unité DG 4 est déconnectée du MG à l'instant $t = 1s$ et reconnectée au microréseau à $t = 2s$. Comme le montre la Figure 5-27 (a) et (b), suite à la déconnexion du DG 4, les puissances actives et réactives des DG 1,2 et 3 augmentent pour compenser la puissance nécessaire à la charge.

De la Figure 5-27 (c) et (d), on constate qu'après la déconnexion du DG4, les tensions des DG1, DG2 et DG3 baissent à cause de la charge connectée, mais elles sont maintenues dans une plage acceptable de la valeur nominale et la tension du DG4 augmente jusqu'à atteindre une valeur de tension sans charge. Les courants fournis par les DG augmentent pour assurer un partage précis et maintenir l'équilibre charge/génération. À partir de la Figure 5-27 (e), on observe que lors de la connexion et déconnexion du DG4, la fréquence présente une faible augmentation et diminution pendant le régime transitoire.

5.5.1 Mécanisme de restauration de la tension

En raison du mécanisme de statisme dans le contrôle des MG et la fluctuation de la puissance de la charge, la fréquence et la tension de fonctionnement du système sont susceptibles de dépasser la plage requise et peuvent avoir un grand écart. Lors du raccordement des différentes valeurs d'impédance de la ligne de transmission, ces dernières provoqueront une chute de tension au PCC. En outre, la puissance réactive ne peut pas être raisonnablement allouée [130].

Ainsi, afin d'améliorer la qualité d'alimentation et la précision de la distribution de la tension dans un microréseau, le contrôleur de niveau secondaire devrait être adopté pour ajuster les points de consigne d'amplitude de tension et de la fréquence en déplaçant les

caractéristiques d'affaissement. Une des propriétés les plus importantes du contrôleur secondaire est qu'il doit fonctionner suffisamment lentement pour éviter toute interférence avec le contrôleur primaire. Dans le MG, la boucle de contrôle secondaire peut cibler des objectifs différents, tels que l'optimisation économique, la gestion d'énergie, répartir les puissances entre les DG, l'optimisation du profil de tension et la réduction globale des pertes [131].

Après l'introduction du contrôleur secondaire, les valeurs de référence de la tension de sortie du DG et de la fréquence E et f sont :

$$\begin{cases} f = f_n^* + m_p(P^* - P) + \sigma f_{MG} \\ E = E_n^* + n_q(Q - Q^*) + \sigma E_{MG} \end{cases} \quad 5-37$$

Avec :

$$\begin{cases} \sigma f_{MG} = \left(k_{pf} + \frac{k_{if}}{s}\right) (f_n^* - f) \\ \sigma E_{MG} = \left(k_{pu} + \frac{k_{iu}}{s}\right) (E_n^* - E) \end{cases} \quad 5-38$$

où k_{pf} , k_{if} dénotent les coefficients proportionnel et intégral de la fréquence; k_{pu} , k_{iu} dénote les coefficients proportionnel et intégral de la tension; f_n^* , E_n^* sont les grandeurs de tension et de fréquence de référence; σf_{MG} , σE_{MG} , dénotent les valeurs de sortie du contrôleur secondaire.

Puisque le contrôleur de statisme proposé permet le contrôle de la fréquence, dans cette section, l'effet du mécanisme de restauration de la tension est étudié. Initialement une charge est connectée au PCC, à l'instant $t=2s$ une autre charge est connectée au MG. Les résultats de simulation de ce cas sont présentés dans les Figure 5-28 et Figure 5-29.

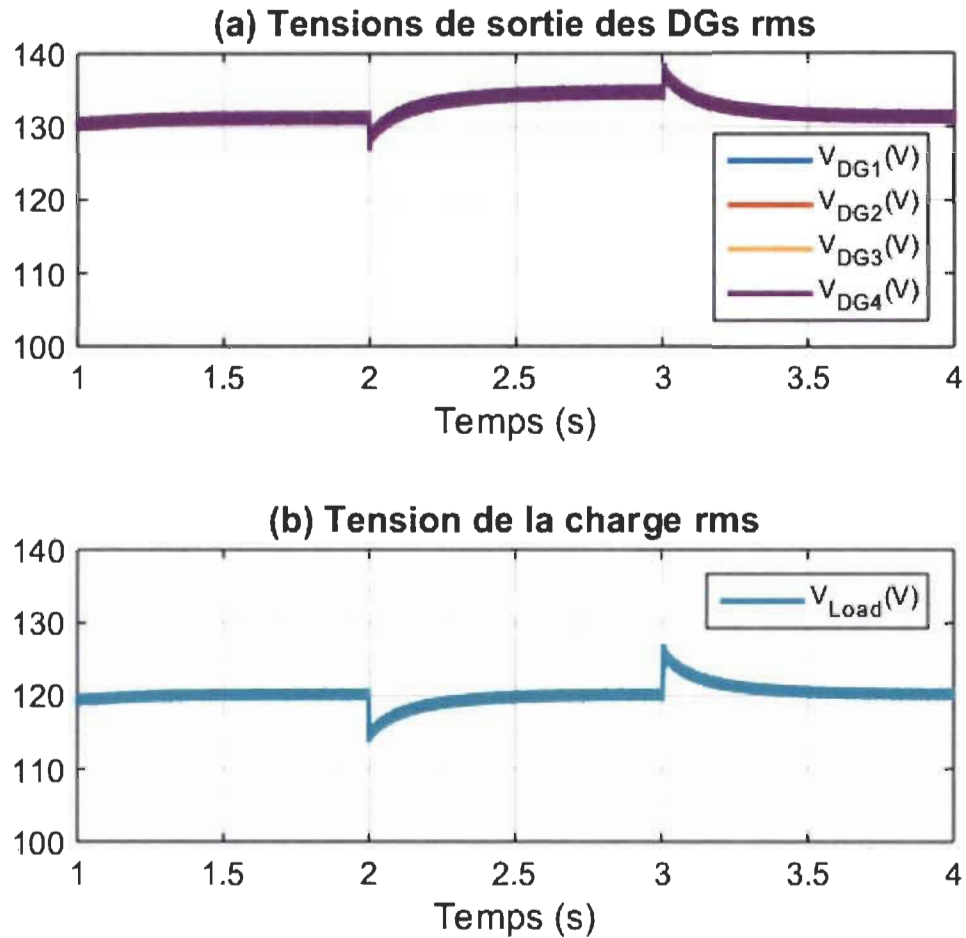
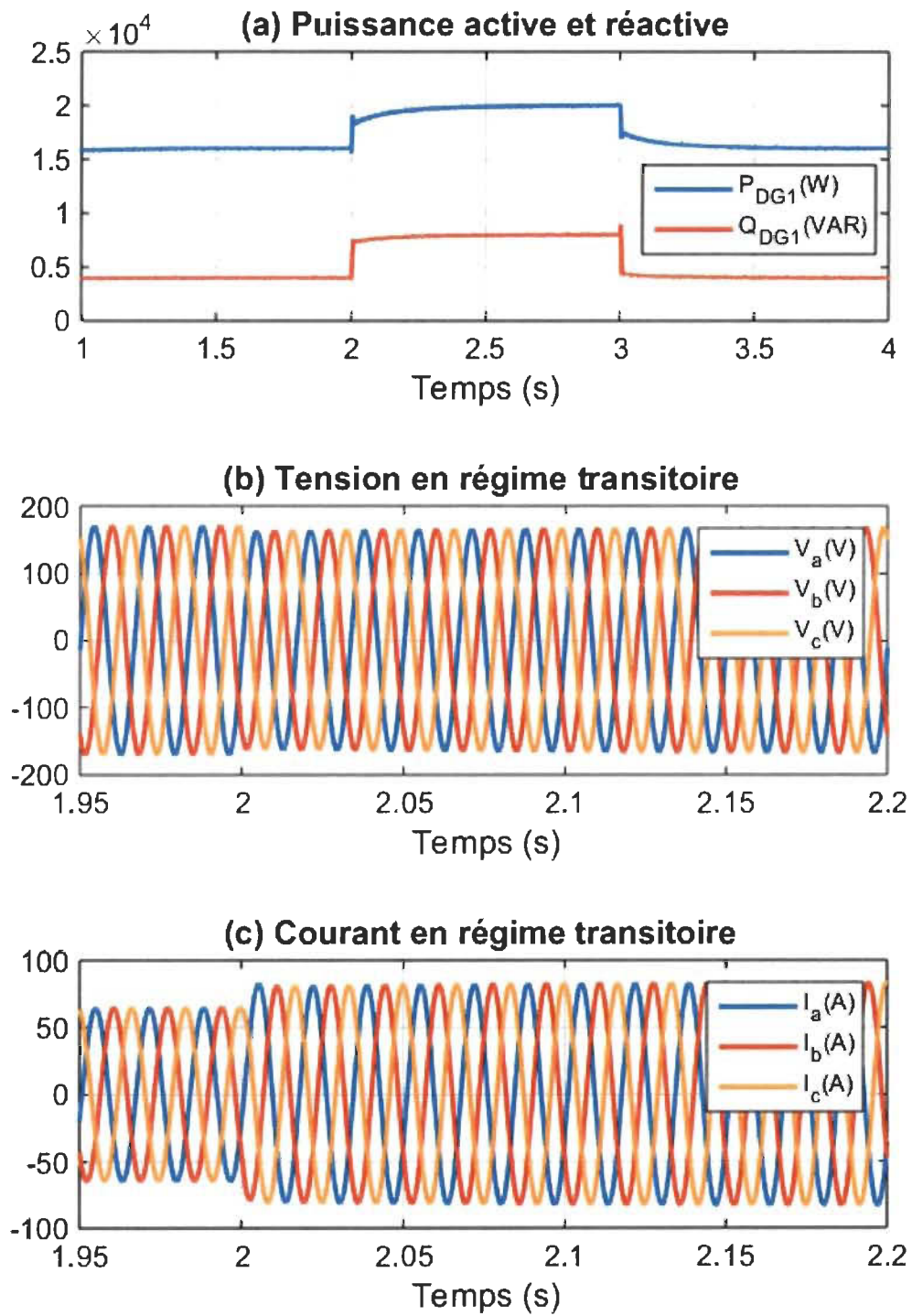


Figure 5-28 Restauration de la tension de charge par les 4 DG. a) Tensions de sorties des DG. b) Tension de charge.

La Figure 5-28 (a) et (b) montre la tension de sortie des DG, et la tension de la charge, respectivement en utilisant la commande de statisme proposé dans ce chapitre avec le mécanisme de restauration de la tension. Dans les résultats de simulation obtenus dans les sections précédente, la tension de charge était inférieure à $1pu$ à cause des impédances de ligne et à la charge connectée au PCC. A partir de la Figure 5-28, on observe que lorsque le mécanisme de restauration de la tension est ajouté au contrôleur de statisme proposé, les tensions de sortie des DG sont amplifiées à 130V (voir Figure 5-28 (a)) jusqu'à ce que la

tension moyenne aux bornes de la charge soit régulée à la tension nominale du microréseau (voir Figure 5-28 (b)).



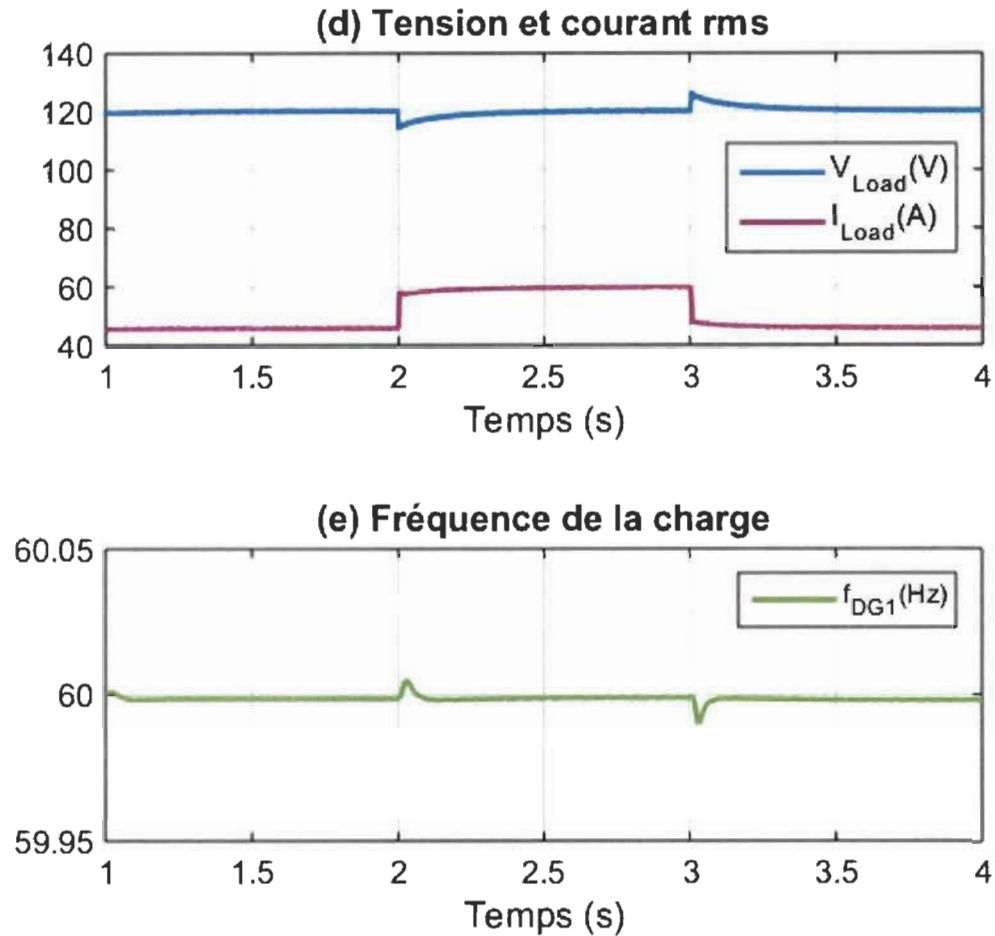


Figure 5-29 Résultats de simulation du MG avec restauration de la tension : a) Puissances active et réactive, b) Tension triphasée, c) Courant triphasé, d) Tension et courant rms, et e) fréquence de la charge

A partir de la Figure 5-29 on voit que le système de contrôle améliore la précision du partage de la puissance active. Comme la dynamique du niveau de contrôle secondaire est relativement lente, la tension de la charge subit des régimes transitoires suite aux changements de charge (voir Figure 5-29 (d)). Cependant, les tensions instantanées se situent dans la plage admissible de 0,95 pu à 1,05 pu. Peu après le régime transitoire, la stratégie de contrôle proposée est capable de maintenir la tension PCC à 1 pu avec une erreur en régime permanent nulle.

5.6 Conclusion

Le contrôle de statisme permet un partage de puissance active et réactive égale entre les générateurs distribués. Essentiellement, les méthodes de contrôle de statisme conventionnelles possèdent une dynamique lente. Dans ce chapitre, la nouvelle méthode de contrôle de statisme basée sur le mécanisme de découplage avec la fonction trigonométrique *arctan* est introduite pour exploiter la flexibilité et la dynamique rapide des générateurs distribués basés sur les onduleurs. Dans la méthode de contrôle proposée, les grandeurs de la tension et de la fréquence de sortie du contrôleur de statisme sont obtenues par un mécanisme de découplage entre les puissances active et réactive qui permet au contrôleur de fonctionner avec des réseaux inductifs ou résistifs à basse tension. Les résultats de simulation du microréseau montrent que la méthode de contrôle proposée possède une dynamique plus rapide et améliore l'amortissement par rapport au régime de statisme classique. Cette technique de contrôle assure une bonne réponse en régime transitoire lors de la connexion et la déconnexion des générateurs distribués ou des charges, ce qui est essentiel pour un microréseau pratique.

En pratique, les générateurs distribués peuvent être construits sur la base de différents modèles ce qui conduit à des temps de réponse de statisme différents. La méthode de contrôle proposée a démontré que le contrôle de la tension et la fréquence à la sortie des unités DG avec des temps de réponse de statisme inégaux est garanti contrairement au contrôleur de statisme conventionnel qui peut diverger.

Dans ce chapitre, il a été démontré que le contrôleur proposé se comporte bien avec des impédances de ligne inductives et avec des impédances de ligne avec un ratio R/X élevé, ce

qui est généralement le cas des MG basse tension assurant ainsi la stabilité lors du partage de puissance entre les générateurs distribués.

L'introduction du contrôleur secondaire au contrôleur de statisme proposé permet de maintenir la tension à 1pu, en assurant une plus haute précision de la tension en régime permanent. Le contrôleur secondaire peut être facilement intégré au MG avec le contrôleur primaire. Les résultats de la simulation vérifient l'exactitude et la faisabilité de la stratégie de contrôle proposée pour la restauration de la tension.

Le système de contrôle global (boucle interne et boucle primaire et secondaire) fournit une solution complète pour améliorer les performances dynamiques des DG dans le microréseau et assurer la robustesse sous une large bande d'incertitudes et perturbations dans les MG.

Chapitre 6 - Conclusion

Dans ce chapitre, les conclusions finales de la thèse sont présentées ainsi que des contributions visant à apporter de nouvelles solutions pour améliorer la robustesse des générateurs distribués. Des travaux futurs qui pourraient être réalisés en utilisant les connaissances de cette étude sont aussi présentés.

6.1 Résumé de la recherche

L'objectif principal de cette recherche est l'élaboration d'une méthode de contrôle pour améliorer la robustesse d'un microréseau électrique et garantir la stabilité des générateurs distribués avec une bonne qualité de puissance. Afin d'atteindre cet objectif de recherche, plusieurs algorithmes de contrôle sont proposés au niveau du générateur distribué et du MG dans un cadre de contrôle hiérarchique comprenant des niveaux de contrôle interne, primaire et secondaire.

Dans le chapitre 3, une modélisation détaillée du générateur distribué connecté à un filtre LCL a été proposée. L'interface de puissance proposée utilise une commande en cascade tension-courant pour maximiser la performance de rejet de perturbation au sein de l'interface DG. Afin de tester la robustesse du système de commande avec le régulateur classique PI, un circuit équivalent est modélisé incluant les incertitudes paramétriques du système. Une analyse théorique et une simulation sont présentées pour démontrer l'efficacité du système de contrôle proposé et le comportement du contrôleur classique face aux incertitudes et au rejet de perturbations.

Dans le chapitre 4, deux stratégies de contrôle à 2DOF et à 3DOF basées sur le contrôleur robuste H_∞ sont proposées pour le contrôle de la boucle de tension et de courant de la boucle de contrôle interne, visant à réduire la complexité de la conception du contrôleur et à améliorer les performances de commande. Les contrôleurs proposés sont comparés au contrôleur PI traditionnel en termes de qualité de puissance, de performances de suivi de référence et aux rejets des perturbations. Des analyses mathématiques et comparatives sont fournies pour montrer les avantages du contrôleur $H_\infty - 3DOF$ proposé sur le régulateur classique en maintenant une stabilité robuste ainsi que des performances robustes du DG en présence d'incertitudes de paramètres. Les résultats de simulation sous divers scénarios ont démontré l'excellente performance de la stratégie de contrôle proposée à $H_\infty - 3DOF$. Ce contrôleur offre une amélioration significative par rapport au contrôleur $H_\infty - 2DOF_PR$ et au PI classique et en particulier, lorsque différentes charges sont connectées au générateur distribué en mode autonome. La stratégie proposée améliore de manière significative le THD de la tension et du courant en même temps.

La méthode de contrôle de statisme conventionnelle est basée sur les systèmes de régulation utilisés pour le contrôle de la fréquence dans les systèmes d'alimentation. En raison des différences substantielles entre les MG basse tension et les systèmes de puissance (rapport R/X , caractéristiques de charge), la méthode de statisme conventionnelle n'est pas adaptée pour les MG à basse tension qui sont principalement connectés à des lignes résistives.

Dans le chapitre 5, une nouvelle technique de contrôle de statisme basée sur la fonction trigonométrique \arctan avec mécanisme de découplage entre les puissances active et réactive a été proposée pour le contrôleur primaire afin d'améliorer la réponse dynamique

des MG basse tension. La méthode de contrôle proposée est utilisée comme base pour le développement des systèmes de contrôle décentralisés et distribués, qui visent à améliorer la robustesse, la flexibilité et la qualité de l'énergie. La nouvelle technique de contrôle primaire proposée fournit 1) des performances dynamiques améliorées du MG, 2) des erreurs de partage de puissance active / réactive minimisées avec des impédances de ligne inductives et résistives et 3) une fiabilité et une robustesse élevée lors de la connexion et déconnexion des DG dans le MG.

Le niveau de contrôle secondaire permet la restauration des grandeurs de la tension et de la fréquence. La caractéristique distinctive de cette stratégie de contrôle par rapport aux schémas de contrôles hiérarchiques existants est la structure plus simple. Cependant, comme nous l'avons vu dans le chapitre 5, afin de traiter pleinement l'écart de tension, le contrôleur secondaire est introduit au générateur distribué afin d'obtenir une tension de 1pu au PCC. Les résultats de simulation comparative avec le contrôleur conventionnel montrent la validité et l'efficacité du contrôleur proposé.

6.2 Contributions scientifiques

Le projet de recherche proposé dans cette thèse vise à élaborer et résoudre certains problèmes liés à la modélisation et contrôle d'un onduleur de source de tension, en particulier la robustesse et la stabilité afin d'assurer un partage de puissance optimal entre les charges électriques avec différentes sources séparées.

Les principales contributions de cette thèse sont exposées ci-dessous :

- Un contrôleur robuste à 2 degrés de liberté basé sur la méthode de contrôle robuste μ synthèse pour le contrôle de la boucle de courant et un contrôleur proportionnel

résonant adaptatif en fréquence pour la boucle de tension ont été proposés dans le but d'assurer de bonnes performances, la stabilité et la robustesse

- Un contrôleur robuste à 3 degrés de liberté basé sur la méthode de contrôle robuste H_∞ pour le contrôle de la boucle de tension et de courant a été proposé dans le but d'assurer de bonnes performances, la stabilité et la robustesse.
- Un contrôleur de statisme robuste basé sur une fonction trigonométrique *arctan* et un mécanisme de découplage entre les puissances a été développé.

6.2.1 Contribution apportées dans des articles

L'analyse de la revue de littérature sur les différentes méthodes de contrôle de la boucle interne présentée et discutée au chapitre I et au chapitre II a fait l'objet d'une publication scientifique [1]. Cette contribution dresse l'état de l'art sur les systèmes de production d'électricité décentralisés basés sur les énergies renouvelables et explore le contrôle des convertisseurs de puissance connectés en parallèle. Principalement, cet article se concentre sur trois classes de configurations à savoir : la formation d'un réseau (Grid forming), réseau d'alimentation (Grid feeding), et le support du réseau (Grid supporting). De plus, une analyse des structures et des stratégies de contrôle du système de production d'électricité décentralisé (DGPS) connecté au réseau est présentée.

Par ailleurs, les résultats préliminaires présentés au chapitre 2 ont aussi fait l'objet des publications dans des conférences internationales [90, 114, 132, 133]. En effet, ces contributions sur la modélisation des incertitudes pour le système SISO ainsi que son contrôle par les méthodes loopshaping et le régulateur PI à base de la méthode de contrôle robuste H_∞ sont étudiées.

Les deux premières contributions [90, 133] ont pour objectif d'évaluer si le contrôleur robuste (loopshaping) est capable d'assurer une bonne performance du système (assurer une bonne qualité d'énergie) tout en faisant abstraction du phénomène d'interaction (couplage dans la boucle de contrôle) dans la synthèse de ce contrôleur. Les résultats montrent que le contrôleur loopshaping ne remplit pas les conditions exigées en termes de robustesse du micro réseau, car il ne fonctionne pas de façon adéquate lorsqu'on introduit les variations paramétriques. Cependant, il permet d'obtenir des valeurs de consignes optimales dans un temps très rapide dans les deux cas c'est-à-dire avec/sans variation paramétrique. Ces travaux rentrent dans le cadre de la réalisation de notre premier objectif opérationnel.

La troisième contribution [114] a pour objectif de faire la synthèse d'un régulateur PI optimal, en tant que premier auteur j'ai proposé l'idée de faire la synthèse du régulateur PI avec la méthode d'optimisation *Hinfstruct* tout en faisant abstraction du phénomène d'interaction (couplage dans la boucle de contrôle). L'avantage est d'obtenir directement un contrôleur d'ordre réduit en choisissant l'ordre et la structure du dispositif de commande désiré. Les résultats de simulation dans le domaine temporel et fréquentiel sont satisfaisants et confirment la validité de la technique de contrôle proposée.

La quatrième contribution [132] a pour objectif la conception et l'exploitation de la souplesse et la dynamique rapide de l'onduleur de tension. Le contrôleur de statisme est basé sur la caractéristique V-I droop. Les régulateurs de tension et de courant utilisent la méthode PI- H_∞ structuré, la performance du système en boucle fermée a été analysée pour illustrer les capacités de cette technique. Les résultats de simulation prouvent la validité et vérifient l'efficacité de la méthode de contrôle proposée.

6.3 Travaux futurs

Quelques possibilités de recherches futures basées sur le travail présenté dans cette thèse sont discutées ci-dessous.

- Sans communication, le contrôle de statisme ne fournit qu'un partage de puissance stable. Toutefois les fonctionnalités souhaitées dans un microréseau, telles que la surveillance, réglage de partage de puissance relative, etc., nécessitent un mécanisme de communication entre les générateurs distribués. Tout MG pratique nécessite la communication afin de garantir une robustesse et de prévenir les pannes. Ainsi ce travail peut être étendu pour introduire un système de gestion d'énergie centralisé et décentralisé au niveau du contrôle secondaire permettant de distribuer la puissance entre les générateurs distribués, les Gensets et les systèmes de stockage d'énergie.
- Le développement d'une architecture de contrôle hiérarchique pour maximiser l'exportation de la puissance active et réactive vers le réseau de distribution à moyenne tension en couplant des MG basse tension et garantir une stabilité dans le système.
- Élaboration d'une méthode de contrôle de statisme pour des MG avec des systèmes de stockage d'énergie distribués (DESS) et des unités PV / batterie hybrides, pour équilibrer l'état de charge (SoC) et maintenir un nombre comparable de cycles de charge / décharge entre les batteries, tout en préservant l'équilibre de puissance dans le MG.

Bibliographie

- [1] A. M. Bouzid, J. M. Guerrero, A. Cheriti, M. Bouhamida, P. Sicard, and M. Benghaneim, "A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, pp. 751-766, 4// 2015.
- [2] A. Llaria, O. Curea, J. Jiménez, and H. Camblong, "Survey on microgrids: Unplanned islanding and related inverter control techniques," *Renewable Energy*, vol. 36, pp. 2052-2061, 8// 2011.
- [3] A. Rodríguez Monter, "Contributions to cascade linear control strategies applied to grid-connected Voltage-Source Converters," Ph.D. dissertation, Departamento Departamento de Electrónica, Universidad de Alcalá, España, 2013.
- [4] Y. Han, H. Li, P. Shen, E. Coelho, and J. Guerrero, "Review of Active and Reactive Power Sharing Strategies in Hierarchical Controlled Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, pp. 1-1, 2016.
- [5] S. Shah, "Design & Implementation of Parallel Operation of Inverters with Instantaneous Current Sharing Scheme Using Multiloop Control Strategy on FPGA Platform," Indian Institute of Technology, Kanpur, 2008.
- [6] S. A. Khajehoddin, M. Karimi-Ghartemani, P. K. Jain, and A. Bakhshai, "A Control Design Approach for Three-Phase Grid-Connected Renewable Energy Resources," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, pp. 423-432, 2011.
- [7] J. Yaoqin, Z. Jiqian, and F. Xiaowei, "Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 1532-1541, 2014.
- [8] H.-S. Heo, G.-H. Choe, and H.-S. Mok, "Robust predictive current control of a grid-connected inverter with harmonics compensation," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, 2013, pp. 2212-2217.
- [9] Y. Bo, W. Jiande, L. Xiaodong, and H. Xiangning, "An improved DSP-based control strategy with predictive current control and fuzzy voltage control for grid-connected voltage source inverters," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 2296-2300.
- [10] B. Yohan, L. Kui-Jun, and H. Dong-Seok, "Improved Predictive Current Control for Grid Connected Inverter Applications with Parameter Estimation," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*, 2009, pp. 1-6.

- [11] B. Yohan, L. Kui-Jun, and H. Dong-Seok, "Improved predictive current control by parameter estimation in grid connected inverter applications," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, pp. 1535-1538.
- [12] J. M. Espi, J. Castello, Garci, x, R. a-Gil, G. Garcera, *et al.*, "An Adaptive Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 3537-3546, 2011.
- [13] H. Jiabing and Z. Q. Zhu, "Improved Voltage-Vector Sequences on Dead-Beat Predictive Direct Power Control of Reversible Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 254-267, 2013.
- [14] A. Timbus, "Grid Monitoring and Advanced Control of Distributed Power Generation Systems," Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Institute of Energy Technology. Faculty of Engineering, Science & Medicine at Aalborg University, Aalborg University, Denmark, May, 2007.
- [15] Y. A. R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, "An Improved Deadbeat Current Control Scheme With a Novel Adaptive Self-Tuning Load Model for a Three-Phase PWM Voltage-Source Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 747-759, 2007.
- [16] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 613-620, 1999.
- [17] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 1194-1202, 1997.
- [18] D. Xunjiang and C. Qin, "The research of photovoltaic grid-connected inverter based on adaptive current hysteresis band control scheme," in *Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on*, 2009, pp. 1-8.
- [19] S. Alepuz, J. Salaet, A. Gilabert, J. Bordonau, and J. Peracaula, "Optimal regulator with integral action and gain-scheduling for the comprehensive control of three-level NPC VSI," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2003, pp. 1420-1425 vol.3.
- [20] P. Peltoniemi, P. Nuutinen, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "LQG-based voltage control of the single-phase inverter for noisy environment," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1-10.
- [21] H. Xiang, Y. Xu, X. Ruiliang, H. Lang, L. Tao, and L. Yang, "A fixed switching frequency integral resonant sliding mode controller for three-phase grid-connected photovoltaic inverter with LCL-filter," in *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*, 2013, pp. 793-798.

- [22] Z. Liu, L. Zhao, and C. Gao, "Observer-based adaptive H_∞ control of uncertain stochastic singular systems via integral sliding mode technique," *IET Control Theory & Applications*, vol. 11, pp. 668-676, 2017.
- [23] L. Shang, D. Sun, and J. Hu, "Sliding-mode-based direct power control of grid-connected voltage-sourced inverters under unbalanced network conditions," *Power Electronics, IET*, vol. 4, pp. 570-579, 2011.
- [24] H. Jiabing and H. Bin, "Direct active and reactive power regulation of grid connected voltage source converters using sliding mode control approach," in *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 3877-3882.
- [25] T. Hornik and Q. C. Zhong, "Hinf; repetitive current controller for grid-connected inverters," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, 2009, pp. 554-559.
- [26] T. Hornik and Z. Qing-Chang, "Hinf current control strategy for the neutral point of a three-phase inverter," in *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on*, 2011, pp. 2994-2999.
- [27] L. Tao, H. Xiang, Y. Xu, Z. Ming, H. Qingyun, and H. Lang, "A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with LCL filter," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, 2012, pp. 335-339.
- [28] D. Chen, J. Zhang, and Z. Qian, "Research on fast transient and $6n \pm 1$ harmonics suppressing repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverters," *Power Electronics, IET*, vol. 6, pp. 601-610, 2013.
- [29] A. Asbafkan, B. Mirzaeeian, M. Niroomand, and H. A. Zarchi, "Frequency adaptive repetitive control of grid connected inverter for wind turbine applications," in *Electrical Engineering (ICEE), 2013 21st Iranian Conference on*, 2013, pp. 1-6.
- [30] Z. Qing-Chang, T. Green, L. Jun, and G. Weiss, "Robust repetitive control of grid-connected DC-AC converters," in *Decision and Control, 2002, Proceedings of the 41st IEEE Conference on*, 2002, pp. 2468-2473 vol.3.
- [31] Z. Qing-Chang and T. Hornik, "Cascaded Current-Voltage Control to Improve the Power Quality for a Grid-Connected Inverter with a Local Load," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 1344-1355, 2013.
- [32] P. C. Loh, Y. Tang, F. Blaabjerg, and P. Wang, "Mixed-frame and stationary-frame repetitive control schemes for compensating typical load and grid harmonics," *Power Electronics, IET*, vol. 4, pp. 218-226, 2011.
- [33] G. Teng, G. Xiao, Z. Zhang, and Y. Lu, "A control method with grid disturbances suppression for a single-phase LCL-filter-based grid-connected inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, 2012, pp. 1489-1493.

- [34] C. Dong, Z. Junming, and Q. Zhaoming, "An Improved Repetitive Control Scheme for Grid-Connected Inverter With Frequency-Adaptive Capability," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 814-823, 2013.
- [35] M. Chao and H. Dagui, "Comparative study of PI controller and fuzzy logic controller for three-phase grid-connected inverter," in *Mechatronics and Automation (ICMA), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 2067-2071.
- [36] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa, "Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 136-143, 1993.
- [37] U. Borup, F. Blaabjerg, and P. N. Enjeti, "Sharing of nonlinear load in parallel-connected three-phase converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1817-1823, 2001.
- [38] J. M. Guerrero, L. G. De Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1205-1213, 2004.
- [39] J. M. Guerrero, L. Garcia De Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters with Wireless Load-Sharing Control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1126-1135, 2005.
- [40] Y.-R. Mohamed and E. F. El-Saadany, "Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 2806-2816, 2008.
- [41] S.-J. Ahn, J.-W. Park, I.-Y. Chung, S.-I. Moon, S.-H. Kang, and S.-R. Nam, "Power-sharing method of multiple distributed generators considering control modes and configurations of a microgrid," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, pp. 2007-2016, 2010.
- [42] Y. A. R. I. Mohamed, H. H. Zeineldin, M. M. A. Salama, and R. Seethapathy, "Seamless Formation and Robust Control of Distributed Generation Microgrids via Direct Voltage Control and Optimized Dynamic Power Sharing," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1283-1294, 2012.
- [43] Y. A.-R. I. Mohamed and A. A. Radwan, "Hierarchical control system for robust microgrid operation and seamless mode transfer in active distribution systems," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 2, pp. 352-362, 2011.
- [44] A. Kahrobaeian and Y. A. R. Ibrahim Mohamed, "Networked-Based Hybrid Distributed Power Sharing and Control for Islanded Microgrid Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 603-617, 2015.
- [45] A. Ghazanfari, M. Hamzeh, H. Mokhtari, and H. Karimi, "Active power management of multihybrid fuel cell/supercapacitor power conversion system in a medium voltage microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 1903-1910, 2012.

- [46] G. Chen and E. Feng, "Distributed secondary control and optimal power sharing in microgrids," *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 2, pp. 304-312, 2015.
- [47] I. U. Nutkani, P. C. Loh, P. Wang, and F. Blaabjerg, "Linear decentralized power sharing schemes for economic operation of AC microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 225-234, 2016.
- [48] H. Han, Y. Liu, Y. Sun, M. Su, and J. M. Guerrero, "An improved droop control strategy for reactive power sharing in islanded microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 3133-3141, 2015.
- [49] J. He and Y. W. Li, "An Enhanced Microgrid Load Demand Sharing Strategy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3984-3995, 2012.
- [50] H. Mahmood, D. Michaelson, and J. Jiang, "Reactive power sharing in islanded microgrids using adaptive voltage droop control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 3052-3060, 2015.
- [51] K. D. Brabandere, B. Bolsens, J. V. d. Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans, "A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 1107-1115, 2007.
- [52] M. Mao, Z. Dong, Y. Ding, and L. Chang, "A unified controller for a microgrid based on adaptive virtual impedance and conductance," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 695-701.
- [53] P. Sreekumar and V. Khadkikar, "A New Virtual Harmonic Impedance Scheme for Harmonic Power Sharing in an Islanded Microgrid," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, pp. 936-945, 2016.
- [54] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, and J. M. Guerrero, "Review of Power Sharing Control Strategies for Islanding Operation of AC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, pp. 200-215, 2016.
- [55] M. Savaghebi, Q. Shafiee, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Adaptive virtual impedance scheme for selective compensation of voltage unbalance and harmonics in microgrids," in *2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2015, pp. 1-5.
- [56] H. Mahmood, D. Michaelson, and J. Jiang, "Accurate reactive power sharing in an islanded microgrid using adaptive virtual impedances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 1605-1617, 2015.
- [57] J. He, Y. W. Li, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and J. C. Vasquez, "Microgrid reactive and harmonic power sharing using enhanced virtual impedance," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, 2013, pp. 447-452.
- [58] Y. Zhu, B. Liu, F. Wang, F. Zhuo, and Y. Zhao, "A virtual resistance based reactive power sharing strategy for networked microgrid," in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 2015, pp. 1564-1572.

- [59] M. Hamzeh, H. Mokhtari, and H. Karimi, "A decentralized self-adjusting control strategy for reactive power management in an islanded multi-bus MV microgrid," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 36, pp. 18-25, 2013.
- [60] Y. Zhu, F. Zhuo, and H. Shi, "Accurate power sharing strategy for complex microgrid based on droop control method," in *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*, 2013, pp. 344-350.
- [61] D. Wu, F. Tang, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, G. Chen, and L. Sun, "Autonomous active and reactive power distribution strategy in islanded microgrids," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*, 2014, pp. 2126-2131.
- [62] M. Falahi, K. Butler-Purpy, and M. Ehsani, "Dynamic reactive power control of islanded microgrids," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, pp. 3649-3657, 2013.
- [63] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Autonomous voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1390-1402, 2013.
- [64] J. He, Y. W. Li, and F. Blaabjerg, "An accurate autonomous islanding microgrid reactive power, imbalance power and harmonic power sharing scheme," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 1337-1343.
- [65] J. W. Simpson-Porco, Q. Shafiee, F. Dörfler, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and F. Bullo, "Secondary frequency and voltage control of islanded microgrids via distributed averaging," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 7025-7038, 2015.
- [66] A. Milczarek, M. Malinowski, and J. M. Guerrero, "Reactive Power Management in Islanded Microgrid—Proportional Power Sharing in Hierarchical Droop Control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 1631-1638, 2015.
- [67] V. Kekatos, G. Wang, A. J. Conejo, and G. B. Giannakis, "Stochastic reactive power management in microgrids with renewables," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 30, pp. 3386-3395, 2015.
- [68] Q. Li, F. Chen, M. Chen, J. M. Guerrero, and D. Abbott, "Agent-based decentralized control method for islanded microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, pp. 637-649, 2016.
- [69] M. S. S. Abadi, "Fixed-structure Control of LTI Systems with Polytopic-type Uncertainty: Application to Inverter-interfaced Microgrids," *École polytechnique fédérale de lausanne*, 2016.
- [70] B. Shoeiby, "Current regulator based control strategy for islanded and grid-connected microgrids," RMIT University Australia, 2015.
- [71] Q. Fu, A. Hamidi, A. Nasiri, V. Bhavaraju, S. B. Krstic, and P. Theisen, "The Role of Energy Storage in a Microgrid Concept: Examining the opportunities and promise of microgrids," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 1, pp. 21-29, 2013.

- [72] C. Wang, X. Li, L. Guo, and Y. Li, "A seamless operation mode transition control strategy for a microgrid based on master-slave control," *Science China Technological Sciences*, vol. 55, pp. 1644-1654, 2012.
- [73] P. Myles, J. Miller, S. Knudsen, and T. Grabowski, "430.01. 03 Electric Power System Asset Optimization," *Morgantown, WV: National Energy Technology Laboratory*, 2011.
- [74] R. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, J. Dagle, R. Guttromson, *et al.*, "The CERTS microgrid concept, white paper on integration of distributed energy resources," *California Energy Commission, Office of Power Technologies-US Department of Energy, LBNL-50829*, <http://certs.lbl.gov>, 2002.
- [75] R. J. Campbell, "Weather-related power outages and electric system resiliency," 2012.
- [76] S. Papathanassiou, N. Hatziargyriou, and K. Strunz, "A benchmark low voltage microgrid network," in *Proceedings of the CIGRE symposium: power systems with dispersed generation*, 2005, pp. 1-8.
- [77] S. Bossart, "Doe perspective on microgrids," in *Advanced Microgrid Concepts and Technologies Workshop*, 2012.
- [78] M. Smith, "US Department of energy's research & development activities on microgrid technologies," in *Vancouver 2010 symposium on microgrids*, 2010.
- [79] Z. Ye, R. Walling, N. Miller, P. Du, and K. Nelson, *Facility Microgrids*: National Renewable Energy Laboratory, 2005.
- [80] J. S. John, "How Microgrids Helped Weather Hurricane Sandy," *GreentechMedia.com*, 2012.
- [81] R. Sabzehgar, "A review of AC/DC microgrid-developments, technologies, and challenges," in *Green Energy and Systems Conference (IGESC), 2015 IEEE*, 2015, pp. 11-17.
- [82] T. S. Basso and R. DeBlasio, "IEEE 1547 series of standards: interconnection issues," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1159-1162, 2004.
- [83] S. N. Bhaskara, "Control and operation of multiple distributed generators in a microgrid," Master of science in electrical engineering Faculty of the Graduate School, Missouri university of science and technology, 2012.
- [84] P. Mitra, G. T. Heydt, and V. Vittal, "The impact of distributed photovoltaic generation on residential distribution systems," in *North American Power Symposium (NAPS), 2012*, 2012, pp. 1-6.
- [85] F. M. Ahmed, "Estimated Droop Control for Parallel Connected Voltage Source Inverters: Stability Enhancement," Master, Department of Physics and Electrical Engineering., Karlstad University, 2013.
- [86] N. Hatziargyriou, N. Jenkins, G. Strbac, J. P. Lopes, J. Ruela, A. Engler, *et al.*, "Microgrids—large scale integration of microgeneration to low voltage grids," *CIGRE C6-309*, 2006.

- [99] A. Damen and S. Weiland, "Robust control," *Measurement and Control Group Department of Electrical Engineering, Eindhoven University of Technology*, 2002.
- [100] S. Ozana, P. Vojcinak, M. Pies, and R. Hajovsky, "Control design of mixed sensitivity problem for educational model of helicopter," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 12, p. 488, 2014.
- [101] P. Chandrasekharan, *Robust control of linear dynamical systems*: Academic Press, 1996.
- [102] L. Rollins, "Robust control theory," *Carnegie Mellow University*, 1999.
- [103] I. Tolaimate and N. El Alami, "Robust Control Problem as H_2 and H_∞ control problem applied to the robust controller design of Active Queue Management routers for Internet Protocol," *International Journal Of Systems Applications, Engineering & Development*, 2011.
- [104] A. Madoyan, "Design and Comparison of Mixed H_∞/H_2 Controller For AMB System," ed: Diss. M. Sc. Thesis, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, 2009.
- [105] K. Zhou and J. C. Doyle, *Essentials of robust control* vol. 104: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 1998.
- [106] A. S. Ebshish, "DC-DC boost converter by H-infinity controller," *Universiti Tun Hussein Onn Malaysia*, 2014.
- [107] P. Apkarian and D. Noll, "Nonsmooth H_∞ synthesis," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 71-86, 2006.
- [108] B.-S. Chen, Y.-M. Cheng, and C.-H. Lee, "A genetic approach to mixed H_2/H_∞ optimal PID control," *Control Systems, IEEE*, vol. 15, pp. 51-60, 1995.
- [109] P. Gahinet and P. Apkarian, "Decentralized and fixed-structure H_∞ control in MATLAB," in *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on*, 2011, pp. 8205-8210.
- [110] H. Kwakernaak, "Mixed Sensitivity Design," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 35, pp. 61-66, // 2002.
- [111] J. Averseng, "Mise en oeuvre et contrôle des systèmes de tensegrité," *Montpellier 2*, 2004.
- [112] Z. Jankovic, A. Nasiri, and L. Wei, "Robust H_∞ controller design for microgrid-tied inverter applications," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 2368-2373.
- [113] J. Pérez, S. Cóbrecas, D. Pizarro, F. J. R. Sánchez, and R. Griño, "Resonance damping of LCL filters via input admittance frequency shaping," in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2016, pp. 516-521.
- [114] A. M. Bouzid, P. Sicard, A. Cheriti, M. Bouhamida, and M. Benghanem, "Structured Hinf design method of PI controller for grid feeding connected voltage source inverter," in *Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 2015 3rd International Conference on*, 2015, pp. 1-6.

- [115] M. Rachedi, B. Hemici, and M. Bouri, "Application of the mixed sensitivity problem H_∞ and H_2 to the parallel Delta," in *3rd International Conference on Systems and Control*, 2013, pp. 484-489.
- [116] D.-W. Gu, P. Petkov, and M. M. Konstantinov, *Robust control design with MATLAB®*: Springer Science & Business Media, 2005.
- [117] Q.-C. Zhong and Y. Zeng, "Universal Droop Control of Inverters with Different Types of Output Impedance," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 702-712, 2016.
- [118] Y. Li, "Power management of power electronics interfaced low-voltage microgrid in islanding operation," University of Alberta, 2010.
- [119] D. G. Photovoltaics, "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547™, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," 2009.
- [120] H. Jinwei and L. Yun Wei, "Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1850-1861, 2012.
- [121] C. Rowe, T. Summers, and R. Betz, "Arctan power frequency droop for power electronics dominated microgrids," *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 10, pp. 157-165, 2013.
- [122] C. N. Rowe, T. J. Summers, R. E. Betz, D. J. Cornforth, and T. G. Moore, "Arctan power-frequency droop for improved microgrid stability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 3747-3759, 2013.
- [123] Y. W. Li and C. N. Kao, "An Accurate Power Control Strategy for Power-Electronics-Interfaced Distributed Generation Units Operating in a Low-Voltage Multibus Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2977-2988, 2009.
- [124] M. N. Griffiths, "Modelling and control of inverter sources within a low voltage distributed generation system| NOVA. The University of Newcastle's Digital Repository," 2012.
- [125] P. Piagi and R. H. Lasseter, "Autonomous control of microgrids," in *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2006, p. 8 pp.
- [126] Z. Li, C. Zang, P. Zeng, H. Yu, H. Li, and S. Li, "Analysis of multi-agent-based adaptive droop-controlled AC microgrids with PSCAD: Modeling and simulation," *Journal of Power Electronics*, vol. 15, pp. 455-468, 2015.
- [127] P. Piagi and R. Lasseter, "Control and design of microgrid components," *Final report*, 2006.
- [128] R. Lasseter, K. Tomsovic, and P. Piagi, "Scenarios for distributed technology applications with steady state and dynamic models of loads and micro-sources," *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions, PSERC*, 2000.
- [129] M. S. Golsorkhi Esfahani, "Coordinated Control of Distributed Energy Resources in Islanded Microgrids," 2016.

- [130] W. Haiyun, Z. Zuochun, Y. Qingfang, B. Wei, H. Guoqing, L. Guanghui, *et al.*, "A hierarchical control of microgrid based on droop controlled voltage source converter," in *2013 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2013, pp. 1-4.
- [131] T. L. Vandoorn, J. D. M. De Kooning, B. Meersman, and L. Vandevelde, "Communication-based secondary control in microgrids with voltage-based droop control," in *Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2012 IEEE PES*, 2012, pp. 1-6.
- [132] Allal.M Bouzid, Mohammad S. Golsorkhi, Pierre Sicard, and Ahmed Chérity, "H ∞ Structured Design of a Cascaded Voltage/Current Controller for Electronically Interfaced Distributed Energy Resources," in *Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monaco, 2015.
- [133] A. M. Bouzid, P. Sicard, A. Cheriti, and M. Bouhamida, "H- ∞ ; loopshaping controller design of micro-source inverters," in *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2014 IEEE 27th Canadian Conference on*, 2014, pp. 1-6.

Annexe A – Listes des articles de conférences et de revues scientifiques

1. Bouzid, A. M., Guerrero, J. M., Cheriti, A., Bouhamida, M., Sicard, P., & Benghanem, M. (2015). A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 44, 751-766. **Facteur d'impact 6.796.**
2. Bouzid, A. M., Cheriti, A., Bouhamida, M., & Benghanem, M. (2013). Alleviation of harmonics for the self excited induction generator (SEIG) using shunt active power filter. *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2(3), 81-87.
3. A. M. Bouzid, P. Sicard, A. Chérity and M. Bouhamida, "H- ∞ loopshaping controller design of micro-source inverters," 2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), Toronto, ON, 2014, pp. 1-6. **(Présentation orale)**.
4. A. M. Bouzid, A. Cheriti, M. L. Doumbia, M. Bouhamida and M. Benghanem, "Comparative study between decoupled control with sliding mode & feedback linearization control applied to STATCOM," 2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), Toronto, ON, 2014, pp. 1-6. **(Présentation orale)**
5. A. M. Bouzid, A. Chérity and P. Sicard, "H-infinity loopshaping controller design of micro-source inverters to improve the power quality," 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, 2014, pp. 2371-2378. **(Présentation par affiche)**.
6. A. M. Bouzid, P. Sicard, A. Chérity, M. Bouhamida and M. Benghanem, "Structured H ∞ design method of PI controller for grid feeding connected voltage source inverter," 2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), Tlemcen, 2015, pp. 1-6. **(Présentation par affiche)**.
7. A. M. Bouzid, M. S. Golsorkhi, P. Sicard and A. Chérity, "H ∞ structured design of a cascaded voltage/current controller for electronically interfaced distributed energy resources," 2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monte Carlo, 2015, pp. 1-6. **(Présentation par affiche)**.
8. A. M. Bouzid, P. Sicard, A. Cheriti, J. M. Guerrero, M. Bouhamida and M. S. Golsorkhi, "Voltage and frequency control of wind-powered islanded microgrids based on induction generator and STATCOM," 2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), Tlemcen, 2015, pp. 1-6. **(Présentation orale)**.
9. A. M. Bouzid, A. Cheriti, P. Sicard, M. Bouhamida and M. Benghanem, "State space modeling and performance analysis of self-excited induction generators for wind simulation," 2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), Tlemcen, 2015, pp. 1-6. **(Présentation orale)**.

10. A. M. Bouzid, P. Sicard, J. N. Paquin and A. Yamane, "A robust control strategy for parallel-connected distributed generation using real-time simulation," 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Vancouver, BC, 2016, pp. 1-8. [\(Presentation orale\)](#).
11. A. El Moubarek Bouzid, P. Sicard, A. Yamane and J. N. Paquin, "Simulation of droop control strategy for parallel inverters in autonomous AC microgrids," 2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), Algiers, 2016, pp. 701-706. [\(Presentation orale\)](#).
12. A. El Moubarek Bouzid, P. Sicard, S. Abourida and J. N. Paquin, " Secondary Voltage and Frequency Restoration Control of Droop-Controlled Inverter-Based Microgrids," 2017 9th IEEE GCC Conference and Exhibition, Bahrain, 2017. [\(Presentation orale\)](#).

